

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE MADRID

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR



PROYECTO FIN DE CARRERA

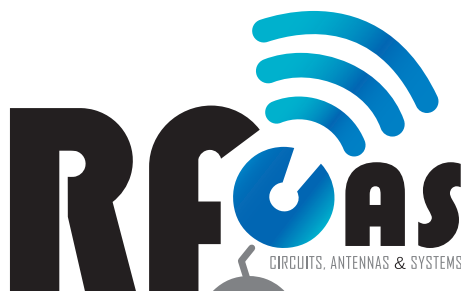
DISEÑO DE UN ARRAY LINEAL DE PARCHES SOBRE GUÍA RECTANGULAR PARA BANDA KU

Ingeniería de Telecomunicación

Sergio Casas Olmedo
Julio 2013

DISEÑO DE UN ARRAY LINEAL DE PARCHES SOBRE GUÍA RECTANGULAR PARA BANDA KU

AUTOR: Sergio Casas Olmedo
TUTOR: José Luis Masa Campos



Grupo de Radiofrecuencia: Circuitos, Antenas y Sistemas (RFCAS)

<http://rfcas.eps.uam.es>

Dpto. de Tecnología Electrónica y de las Comunicaciones

Escuela Politécnica Superior

Universidad Autónoma de Madrid

Julio 2013

Resumen

RESUMEN

El objetivo de este proyecto es diseñar un sistema radiante formado por un array lineal de parches sobre guía de onda rectangular, con polarización lineal y que opere en el principio de la banda Ku (11 GHz - 12 GHz). La disposición de los elementos en el array se ha optimizado para conseguir dos objetivos: reducir la reflexión de entrada del diseño completo y constituir el diagrama de radiación deseado. Para alimentar los elementos radiantes desde la guía de onda se han empleado líneas de acoplo. Los elementos radiantes utilizados, consisten en una estructura de doble parche en tecnología impresa a la que se han integrado unas líneas de transmisión microstrip que modifican la fase de cada elemento, logrando el control del apuntamiento de la antena.

Asimismo, se ha realizado el diseño de una serie de transiciones para la alimentación del array lineal. De entre todas las transiciones diseñadas se ha escogido la que mejores prestaciones ofrece: transición a guía de onda normalizada WR90.

Por último, se ha integrado el array lineal con la transición diseñada para constituir la antena completa. Este diseño final se ha ajustado mediante un modelo de acoplamiento mutuo entre elementos adyacentes llamado *modelo de compensación de campo eléctrico cercano radiado*. Para constatar los resultados de las simulaciones, se fabricará un prototipo de la antena. La construcción de las partes metálicas será llevada a cabo por una empresa externa a la universidad. El resto de piezas serán fabricadas y ensambladas en el laboratorio de circuitos impresos de la Escuela Politécnica Superior (EPS) de la U.A.M.. Una vez completado el prototipo se procederá a la medida de su reflexión y diagrama de radiación en la Cámara Anecoica de la EPS (U.A.M.).

PALABRAS CLAVE

antena, array lineal, línea de acoplo, línea de compensación de fase, modelo de compensación de campo cercano radiado, vía, transición, diagrama de radiación, modos híbridos, guía de onda, microstrip, parches, parámetros S, reflexión, adaptación, sustrato, constante dieléctrica, pérdidas.

ABSTRACT

The aim of this project is to design a radiant system consisting of a linear patch array over a rectangular waveguide, with linear polarization, operating in the beginning of the Ku-band (11 GHz - 12 GHz). The elements placement along the array has been optimized to achieve two goals: reduce the input reflection of the whole design and conform the desired radiation pattern. Coupling lines have been used to feed the radiating elements from the waveguide. The radiating elements used, consist of a double stacked patch structure in printed circuit technology. Furthermore, microstrip transmission lines have been integrated into the patches, these lines modify the phase of each element obtaining control over the direction of maximum radiation of the antenna.

Additionally, several transitions to feed the linear array have been designed. Among all the designs, it has been chosen the transition with the best performance: normalized waveguide WR90 transition.

Finally, the linear array is integrated with the designed transition to form the complete antenna. A mutual coupling model between adjacent elements called *radiated near electric field compensation model* has been used to adjust this final design. In order to check the simulations results, a prototype of the antenna will be manufactured. The construction of the metallic parts will be carry out by a company outside the university. The remaining pieces will be manufactured and assembled in laboratory of printed circuits at Escuela Politécnica Superior (EPS) at U.A.M.. Once the prototype is finished, it will be measured in reflection and radiation pattern in the Anechoic Chamber at EPS (U.A.M.).

KEY WORDS

antenna, linear array, coupling line, phase compensation line, radiated near-field compensation model, via, transition, radiation pattern, hybrid modes, waveguide, microstrip, patches, S parameters, reflection, matching, substrate, dielectric constant, losses.

Agradecimientos

En primer lugar quiero agradecer a mi tutor José Luis por brindarme la oportunidad de hacer este PFC y por su extraordinaria dedicación y calidad humana. La principal razón de que escogiese este proyecto fue por la oportunidad de tenerte como tutor. Gracias por contagiarme tu pasión por la radiofrecuencia y tu constante empeño en hacer siempre las cosas lo mejor posible. Gracias también por tu disponibilidad para resolver dudas y ayudarme en lo que fuese necesario. También por el buen rollo que tienes que hace que sea un gusto ir cada día al laboratorio. Ha sido un verdadero placer trabajar a tu lado durante todo este tiempo.

Agradecer a todos los miembros del grupo RFCAS que han hecho que mi estancia en él haya sido excelente. Dar las gracias a Bazil por su constante apoyo y simpatía, has conseguido que lleguemos a llorar de la risa contigo. También al resto de profesores, Jorge y Juan, por vuestro interés y preocupación por mi trabajo. No puedo olvidarme de Pablo Sánchez, en estas últimas semanas tu seguridad y ayuda me han dado las fuerzas necesarias para acabar este PFC con ese 'pepino' de publicación. Por último agradecer a todos los estudiantes que están o han estado en el laboratorio durante mi estancia en él. El buen rollo que se respira en el grupo no sería posible sin la aportación de ninguno de vosotros.

Quisiera también agradecer a mis compañeros de carrera por ser como sois. No cambiaría por nada todos estos años de amistad. Eslava, Gustavo, Marta Anaya, Pascu, Maya, Leyre, David G. Valverde, ASCII (Antón), Almu,... habéis hecho inolvidable este período de mi vida, gracias de verdad.

Aunque lo penséis, no me he olvidado de vosotros Brande y Gila. No tengo palabras para expresar lo que ha sido compartir estos años con vosotros. Sois como mis hermanos o más, habéis hecho de mí una persona mejor. Cada uno a su manera, sois un referente, un modelo a seguir para mí. Gracias por aceptarme, soportarme, ayudarme y confiar en mí, en definitiva, gracias por ser mis mejores amigos. Espero que nuestra relación no cambie ahora que todos iniciamos una nueva etapa en nuestras vidas. Dicho esto, voy a secarme los lagrimones que me caen por la cara.

Asimismo dar las gracias a mi familia por su cariño y apoyo incondicional, se que puedo contar con vosotros para lo que sea. Gracias a mis padres y a mi hermana, ser quien soy os lo debo a vosotros. A mis tías las Olmedo (Isa, Charo, Yoli y Ana) las más locas que os podáis imaginar. Gracias a la madre que las parió, mi abuela Fran. Gracias a mis otras tías (Nines, Marga e Isa) y mis abuelos Julián y Ángeles. Por último a mis primos, tíos y a mi familia más "lejana": mis tíos-abuelos y mis primos segundos.

Sergio Casas Olmedo

Julio 2013

*Las buenas ideas provienen de la experiencia,
la experiencia proviene de las malas ideas.*
Proverbio Maya

Índice general

Índice general	IX
Índice de figuras	XV
Índice de tablas	XXI
1. Introducción	1
1.1. Motivación	2
1.2. Objetivos	2
1.3. Estructura de la memoria	3
2. Estado del arte	5
2.1. Principios básicos de antenas	6
2.1.1. Concepto de antena	6
2.1.1.1. Clasificación de antenas	6
2.1.2. Banda de frecuencias	6
2.1.3. Tipos de antenas	8
2.1.3.1. Antenas de elementos	8
2.1.3.2. Antenas de onda progresiva	8
2.1.3.3. Antenas de array	9
2.1.3.4. Antenas de apertura	9
2.2. Parámetros de una antena	10
2.2.1. Impedancia de entrada	10
2.2.2. Parámetros de dispersión (Parámetros S)	11
2.2.3. Adaptación	12
2.2.4. Relación de onda estacionaria (SWR)	13
2.2.5. Diagrama de radiación	14
2.2.5.1. Parámetros del diagrama de radiación	15
2.2.5.2. Tipos de diagrama de radiación	16

2.2.6.	Intensidad de radiación, directividad y ganancia	16
2.2.6.1.	Intensidad de radiación	16
2.2.6.2.	Directividad	17
2.2.6.3.	Ganancia	17
2.2.7.	Eficiencia	18
2.2.8.	Polarización	18
2.2.9.	Ancho de banda (BW)	20
2.3.	Teoría de Guías de Onda	20
2.3.1.	Modos de propagación	21
2.3.2.	Tipos de guías de onda	22
2.3.2.1.	Guía rectangular	22
2.3.2.2.	Guía circular	24
2.3.3.	Alimentación en guía de onda	25
2.4.	Teoría Microstrip	26
2.4.1.	Alimentación Microstrip	27
2.4.1.1.	Sonda coaxial vertical	27
2.4.1.2.	Coaxial horizontal	28
2.5.	Elementos radiantes	28
2.5.1.	Ranuras	29
2.5.1.1.	Alimentación de ranuras	29
2.5.2.	Parches	30
2.5.2.1.	Alimentación de parches	31
2.6.	Arrays de antenas	32
2.6.1.	Arrays lineales	33
2.6.2.	Arrays planos	34
2.6.3.	Phased arrays	34
2.7.	Herramientas de diseño y simulación	35
2.7.1.	<i>CST Microwave Studio</i>	35
2.7.2.	<i>Advanced Design System (ADS)</i>	36
2.7.3.	<i>Ensemble 1D Array Synthesis</i>	37
2.7.4.	<i>Ansoft Ensemble 8.0 Maxwell</i>	37
3.	Diseño de antenas	39
3.1.	Introducción	40
3.2.	Estructura global	40

3.3. Diseño de la guía de onda	41
3.3.1. Guía rellena de aire	41
3.3.2. Guía rellena parcialmente de material dieléctrico	42
3.3.2.1. Modos híbridos	43
3.3.2.2. Consideraciones finales	45
3.4. Diseño del array lineal	47
3.4.1. Diseño de las líneas de acoplamiento	47
3.4.1.1. Estructura	47
3.4.1.2. Modelo de análisis de 3 puertos	48
3.4.1.3. Estudio de acoplamiento	49
3.4.1.4. Alimentación por onda progresiva	50
3.4.2. Características generales	51
3.4.2.1. Distribución de amplitudes propuesta	52
3.4.2.2. Diagrama de radiación asociado a la distribución	53
3.4.3. Array de alimentación completo	54
3.4.4. Diseño de los elementos radiantes	57
3.4.4.1. Diseño doble parche microstrip	57
3.4.4.2. Diseño adaptador coaxial-microstrip	59
3.4.4.3. Diseño líneas de compensación de fase	60
3.4.4.4. Elemento radiante completo	61
3.4.5. Diseño del elemento 16	62
3.5. Implementación del array lineal completo	64
3.5.1. Introducción	64
3.5.2. Primera aproximación	65
3.5.3. Consecuencias del cambio del espaciado entre elementos	66
3.5.3.1. Modificación de las líneas de compensación de fase	66
3.5.3.2. Efectos en la radiación	67
3.5.4. Array completo sin compensación de acoplamiento mutuo	67
3.5.5. Modelo de compensación de campo eléctrico cercano radiado	68
3.5.5.1. Desarrollo del método	69
3.5.5.2. Mejora propuesta	69
3.5.5.3. Aplicación	70
3.5.5.4. Evaluación	70
3.5.6. Resultados de las simulaciones	72
3.5.6.1. Reflexión	73

3.5.6.2.	Diagrama de Radiación	74
3.5.6.3.	Ganancia	76
3.5.7.	Conclusiones	76
4.	Diseño transición de alimentación	79
4.1.	Introducción	80
4.2.	Transición a conector coaxial SMA	80
4.3.	Transición a guía normalizada WR90	82
4.3.1.	Guía de onda normalizada WR90	82
4.3.2.	Diseño de la transición	83
4.3.2.1.	Integración con el array lineal	84
5.	Integración y resultados experimentales	85
5.1.	Introducción	86
5.2.	Integración	86
5.3.	Construcción del prototipo	87
5.3.1.	Piezas metálicas	87
5.3.2.	Fabricación de todas las capas	88
5.3.3.	Preparación de los conectores	90
5.3.4.	Prototipo 1: Array de alimentación	91
5.3.5.	Prototipo 2: Array de parches	93
5.3.6.	Prototipo 3: Alimentación + Parches	94
5.3.7.	Prototipo 4: Antena final	95
5.4.	Medidas de los prototipos y comparación	96
5.4.1.	Prototipo 1: Array de alimentación	96
5.4.1.1.	Reflexión de entrada	97
5.4.1.2.	Acoplo de cada elemento	97
5.4.1.3.	Desfase entre elementos	98
5.4.2.	Prototipo 2: Array de parches	99
5.4.3.	Prototipo 3: Alimentación + Parches	100
5.4.3.1.	Reflexión de entrada	100
5.4.3.2.	Diagramas de radiación	101
5.4.4.	Prototipo 4: Antena final	104
5.4.4.1.	Reflexión de entrada	104
5.4.4.2.	Diagramas de radiación	105
5.4.4.3.	Ganancia y eficiencia	107

6. Conclusiones y trabajo futuro	109
6.1. Conclusiones	110
6.2. Trabajo Futuro	111
Bibliografia	113
Anexos	115
A. Fabricación de circuitos impresos	I
B. Planos	VII
C. Medida en cámara anecoica (EPS UAM)	XV
D. Proyección a campo lejano	XXIII
E. Publicaciones	XXVII
F. Presupuesto	XLIX
G. Pliego de condiciones	LI

Índice de figuras

2.1.	Ejemplos de antenas.	6
2.2.	Tipos de antenas en función de su frecuencia de operación.	8
2.3.	Ejemplos de antenas de elementos.	8
2.4.	Ejemplos de antenas de array.	9
2.5.	Esquema de funcionamiento de una antena inteligente.	9
2.6.	Ejemplos de antenas de apertura.	10
2.7.	Ondas reflejadas e incidentes en una red de dos terminales.	11
2.8.	Antena conectada a un generador mediante línea de transmisión.	13
2.9.	Sistema de coordenadas esféricas.	14
2.10.	Diagramas de radiación en 2D.	15
2.11.	Tipos de diagramas de radiación en 3D.	16
2.12.	Representación del diferencial de ángulo sólido.	16
2.13.	Elipse de polarización.	18
2.14.	Polarización lineal.	19
2.15.	Polarización circular.	19
2.16.	Ejemplo de guía de onda.	20
2.17.	Carta de modos genérica.	22
2.18.	Guía de onda rectangular.	23
2.19.	Atenuación de los modos de propagación en una guía rectangular.	23
2.20.	Guía de onda circular.	24
2.21.	Funciones de Bessel de primera especie para $n = 0, 1$ y 2	24
2.22.	Atenuación de los modos de propagación en una guía circular.	25
2.23.	Conector coaxial.	25
2.24.	Posición y longitud del alma del conector dentro de la guía.	26
2.25.	Línea Microstrip.	27
2.26.	Alimentación por sonda coaxial vertical de la línea microstrip.	28
2.27.	Alimentación por coaxial horizontal de la línea microstrip.	28
2.28.	Esquema de una ranura.	29

2.29. Alimentación de ranuras por medio de guía de onda.	29
2.30. Alimentación de una ranura por medio de una línea microstrip.	30
2.31. Parche microstrip rectangular.	31
2.32. Formas de alimentar un parche.	31
2.33. Tipos antenas de array.	32
2.34. Array lineal de N elementos equiespaciados una distancia d	33
2.35. Array plano de $M \times N$ elementos equiespaciados sobre el plano XY.	34
2.36. Radar construido con phased arrays PAVE PAWS en Alaska.	35
2.37. Entorno de desarrollo CST.	36
2.38. Entorno de desarrollo ADS.	36
2.39. Entorno de desarrollo <i>Ensemble 1D Array Synthesis</i>	37
3.1. Apariencia de la antena completa en el programa de simulación CST.	40
3.2. Carta de modos de la guía diseñada con solo aire en su interior.	42
3.3. Geometría de una guía rellena con dos dieléctricos distintos	43
3.4. Esquema del modelo en líneas de transmisión del método TRM	44
3.5. Constantes de propagación para diferentes dieléctricos en la estructura	45
3.6. Carta de modos de la guía diseñada rellena con aire y TLX-9.	46
3.7. Estructura de acoplamiento.	47
3.8. Ejemplo de una línea de acoplo con el modelo de 3 puertos.	48
3.9. Factores de acoplo variando la longitud de una línea de anchura 10 mm.	49
3.10. Mínimo factor de acoplo de la estructura propuesta	50
3.11. Modelo de propagación de la onda progresiva a lo largo de la guía de onda. ..	50
3.12. Factor de array de la distribución propuesta TaylorMOD.	54
3.13. Diseño 3D de la guía con 15 líneas de acoplo a $3\lambda_g/4$	56
3.14. Comparativa de la reflexión (S_{11}) del array de alimentación para (a) $d = 3\lambda_g/4$ y (b) $d = \lambda_g$	56
3.15. Esquema de la estructura de doble parche de este PFC.	58
3.16. Diseño 3D del doble parche alimentado por una línea microstrip.	58
3.17. Reflexión (S_{11}) del doble parche alimentado por línea microstrip.	59
3.18. Diseño 3D de la transición coaxial-línea.	59
3.19. Resultados de la simulación en CST de la transición coaxial-línea.	60
3.20. Tipos de líneas de compensación de fase para $3\lambda_g/4$	61
3.21. Elementos radiantes con líneas de compensación de fase (i).	61
3.22. Elementos radiantes con líneas de compensación de fase (ii).	62

3.23. Reflexiones de los 4 tipos de elementos radiantes	62
3.24. Diseño 3D del último elemento.	63
3.25. Reflexiones del elemento 16.	63
3.26. Esquema de la estructura completa de un elemento	64
3.27. Diseño 3D de la integración final de 3 elementos	64
3.28. Reflexiones de la antena completa con distintas distancias entre elementos ...	65
3.29. Reflexión del array lineal sin compensación de acoplamiento mutuo.	68
3.30. Diagrama de radiación teórico y simulado del array lineal sin la compensación de acoplamiento mutuo.	68
3.31. Distribución del campo E en un doble parche	70
3.32. Comparativa amplitud coeficientes radiados modelo de acoplo mutuo.	71
3.33. Comparativa desfase coeficientes radiados modelo de acoplo mutuo.	71
3.34. Reflexión (S_{11} en dB) del diseño final de la antena.	73
3.35. Reflexión (S_{11} en Carta de Smith) del diseño final de la antena.	73
3.36. Diagramas de radiación en 3D del diseño final de la antena.	74
3.37. Diagrama de radiación teórico y simulado de la antena a 11,0 GHz.	75
3.38. Diagrama de radiación teórico y simulado de la antena.	75
3.39. Diagrama de radiación teórico y simulado de la antena a 12,0 GHz.	76
4.1. Diseño de la transición a conector coaxial SMA.	80
4.2. Resultados de la simulación en CST de la transición a conector coaxial SMA. .	81
4.3. Diseño de la transición a conector coaxial SMA con cilindro grueso.	81
4.4. Resultados de la simulación en CST de la transición a conector coaxial SMA con cilindro grueso.	82
4.5. Guía de onda normalizada WR90.	82
4.6. Diseño de la transición a guía de onda normalizada WR90.	83
4.7. Resultados de la simulación en CST de la transición a guía normalizada WR90.	83
4.8. Diseño en 3D de la transición a guía normalizada WR90 y su flange integrados con el array lineal.	84
5.1. Aspecto de la antena final en el programa de simulación CST.	86
5.2. Detalles de las piezas metálicas.	88
5.3. Piezas metálicas construidas en aluminio.	88
5.4. Vistas de todas las capas fabricadas.	89
5.5. Detalle de los parches inferiores y las líneas de compensación de fase.	89
5.6. Corte del teflón del conector SMA de montaje en panel.	90
5.7. Corte y limado del alma del conector SMA de montaje en panel.	90

5.8.	Resultado de la preparación de los conectores SMA de montaje en panel.	91
5.9.	Líneas de acoplo soldadas a los conectores SMA.	92
5.10.	Detalles exteriores del array de alimentación.	92
5.11.	Detalle de la unión mediante flange entre el array y la transición.	92
5.12.	Montaje finalizado del Prototipo 1: Array de alimentación conectorizado.	93
5.13.	Parches inferiores soldados a los conectores SMA.	93
5.14.	Montaje finalizado del Prototipo 2: Array de parches conectorizado.	94
5.15.	Detalle de la unión mediante transiciones SMA macho-macho.	94
5.16.	Montaje finalizado del Prototipo 3: Alimentación + Parches.	94
5.17.	Vías que conectan las líneas de acoplo con los parches.	95
5.18.	Detalle del flange de la antena final construida.	95
5.19.	Montaje completado del Prototipo 4: Antena final.	96
5.20.	Proceso de medida de los parámetros S del array de alimentación.	96
5.21.	Medida de la reflexión de entrada del array de alimentación.	97
5.22.	Acoplo teórico, simulado y medido a 11,5 GHz	97
5.23.	Desfases simulados y medidos a 11,5 GHz	98
5.24.	Diferencia de los desfases simulados y medidos a 11,5 GHz	99
5.25.	Medida de la reflexión de los parches 2 y 3.	99
5.26.	Medida de la reflexión de los parches 9 y 14.	100
5.27.	Proceso de medida del prototipo 3.	100
5.28.	Medida de la reflexión de entrada del Prototipo 3.	101
5.29.	Medida del diagrama de radiación del Prototipo 3 a 11 GHz ($\phi = 90^\circ$)	102
5.30.	Medida del diagrama de radiación del Prototipo 3 a 11,5 GHz ($\phi = 90^\circ$)	102
5.31.	Medida del diagrama de radiación del Prototipo 3 a 12 GHz ($\phi = 90^\circ$)	103
5.32.	Medida del diagrama de radiación del Prototipo 3 a 11,5 GHz ($\phi = 0^\circ$)	103
5.33.	Proceso de medida del prototipo 4.	104
5.34.	Medida de la reflexión de entrada de la antena final (Prototipo 4).	104
5.35.	Medida diagrama de radiación Prototipo 4 a 11 GHz ($\phi = 90^\circ$)	105
5.36.	Medida diagrama de radiación Prototipo 4 a 11,5 GHz ($\phi = 90^\circ$)	105
5.37.	Medida diagrama de radiación Prototipo 4 a 12 GHz ($\phi = 90^\circ$)	106
5.38.	Medida diagrama de radiación Prototipo 4 a 11,5 GHz ($\phi = 0^\circ$)	106
5.39.	Ganancia medida y simulada, y eficiencia del Prototipo 4.	107
A.1.	Máquina de fresado de PCBs <i>LPKF ProtoMat S100</i>	II
A.2.	Diagrama del proceso software para la construcción de un PCB.	III

B.1.	Plano de la parte inferior de la guía de onda y del flange.	IX
B.2.	Plano de las tapas metálicas de la guía de onda.	X
B.3.	Plano de la parte superior del flange.	XI
B.4.	Esquema del montaje completo de las piezas metálicas.	XII
B.5.	Planos de los sustratos fabricados.	XIII
B.6.	Planos de los útiles fabricados.	XIV
C.1.	Cámara anecoica de la EPS (UAM).	XVI
C.2.	Material absorbente piramidal de la cámara anecoica.	XVII
C.3.	Analizador de redes Agilent E5071C propiedad de la EPS.	XVII
C.4.	Kit de calibración Agilent 85052D Economy propiedad de la EPS.	XVIII
C.5.	Cables de medida RF Agilent 85131E/F/H con conectores NMD de 3,5 mm. . .	XVIII
C.6.	Nivel y medidor de la cámara anecoica.	XVIII
C.7.	Sistema DAMS 6000.	XIX
C.8.	Captura de pantalla del software de DAMS <i>Antenna Measurement Studio</i>	XIX
C.9.	Aplicador ZX60-24-S+ de Mini-Circuits.	XX
C.10.	Fuente de alimentación PROMAX FAC-662B.	XX
C.11.	Antena de bocina piramidal utilizada como sonda de 8 a 12 GHz	XX
C.12.	Esquema general de la cámara anecoica de la EPS (UAM).	XXI
D.1.	Sistema de coordenadas para calcular la proyección	XXV

Índice de tablas

2.1.	Distribución convencional del espectro radioeléctrico.	7
2.2.	Bandas de frecuencias en el rango de las microondas.	7
2.3.	Descripción de los parámetros S en una red de dos puertas.	12
3.1.	Resumen de los parámetros principales de la guía de onda de este PFC.	46
3.2.	Coeficientes de amplitud y acoplo de un array lineal de 16 elementos para distintas distribuciones	52
3.3.	Coeficientes de amplitud y acoplo para la distribución propuesta	53
3.4.	Dimensiones y acoplos de las líneas diseñadas para el array	55
3.5.	Fases a compensar para una distancia entre elementos de $3\lambda_g/4$	60
3.6.	Fases a compensar para una distancia entre elementos de 18,5 mm.	66
3.7.	Tamaño líneas acoplo antes y después modelo de acoplo mutuo	72
3.8.	Valores máximos de ganancia de la radiación a diferentes frecuencias.....	76
5.1.	Ganancia máxima medida.	107
A.1.	Herramientas del plotter de circuitos impresos LPKF.	IV

1

Introducción

El presente documento describe un proyecto de ingeniería que consiste en el diseño, construcción y medida de un array lineal de parches alimentados a través de una guía de onda rectangular para la banda de frecuencias de 11 a 12 GHz.

1.1 MOTIVACIÓN

La sociedad actual ha desarrollado una enorme necesidad de comunicación que requiere del acceso constante a información a distancia. Esto ha propiciado la aparición de un gran número de nuevas tecnologías que están en constante evolución, proporcionando mejoras en diversos factores como el tamaño, los costes, la adaptación al entorno, etc. Por ello, existe la incesante actividad en investigación y desarrollo de nuevas soluciones que permiten optimizar la calidad del servicio que se ofrece a los usuarios.

En muchos sistemas, las antenas de un solo elemento son incapaces de alcanzar las necesidades de ganancia o diagrama de radiación. Para lograr estos requerimientos, es posible agrupar varias de esas antenas unitarias en arrays. Mediante el efecto combinado de los elementos se consigue que el conjunto tenga un comportamiento propio, mejorando las características del mismo y brindando la posibilidad de desarrollar antenas programables o inteligentes.

Por otro lado, la tecnología de circuitos impresos (PCBs) está alcanzando una mayor importancia día a día. Gracias a ella, se tiene la posibilidad de fabricar antenas de alta ganancia con menores costes, menor tamaño y un peso más reducido en comparación con la tecnología convencional.

Finalmente, en este Proyecto Fin de Carrera (PFC) se diseñará por primera vez una antena consistente en un array lineal de parches sobre una guía de onda rectangular metálica. De esta forma se combina la novedosa tecnología de circuitos impresos (parches), con la técnica más convencional (guía de onda); buscando aunar las ventajas de ambas alternativas en un solo dispositivo.

1.2 OBJETIVOS

El propósito global de este PFC es el diseño, construcción y medida de una antena formada por un array lineal de parches alimentados por una guía de onda rectangular metálica. La banda de trabajo de la antena se define de 11 a 12 GHz, frecuencias incluidas entre las bandas X y Ku.

El desarrollo de la meta general de este trabajo, requiere de una serie de objetivos más específicos que se enumeran a continuación:

1. Diseño y caracterización de la guía de onda rectangular que alimenta la estructura radiante.
2. Diseño de los elementos del array, formados por líneas de acoplo y parches radiantes.
3. Diseño de la antena combinando los elementos en un array lineal sobre la guía de onda diseñada previamente.
4. Diseño de transiciones de entrada que sean capaces de alimentar de forma efectiva la antena. Se procurará lograr unos buenos niveles de adaptación entre las transiciones y la guía de onda.

5. Integración del array lineal y de la mejor transición diseñada. Posterior fabricación y medida de un prototipo del mismo.

1.3 ESTRUCTURA DE LA MEMORIA

El presente documento está estructurado de la siguiente manera:

- **Capítulo 1: Introducción**

Presentación de la motivación del proyecto, sus objetivos y la estructura de la memoria.

- **Capítulo 2: Estado del arte**

Descripción del estado de arte actual, profundizando en las antenas de array, guías de onda y tecnologías de circuitos impresos microstrip.

- **Capítulo 3: Diseño de antenas**

Diseño completo del array lineal. Está organizado en 3 partes:

- Diseño y caracterización de la guía de onda.
- Diseño individual de los elementos y del array de alimentación.
- Agrupación de todos los elementos en el array lineal completo y resultados de sus simulaciones.

- **Capítulo 4: Diseño transición de alimentación**

Diseño de varias posibles transiciones de entrada para el array y evaluación de sus prestaciones.

- **Capítulo 5: Integración y resultados experimentales**

Se presenta la integración de todos los elementos en la antena final, el proceso de fabricación de un prototipo y sus resultados experimentales.

- **Capítulo 6: Conclusiones y trabajo futuro**

Finalmente, este capítulo resume las principales conclusiones extraídas y sugiere posibles mejoras y líneas a seguir en futuros trabajos similares.

2

Estado del arte

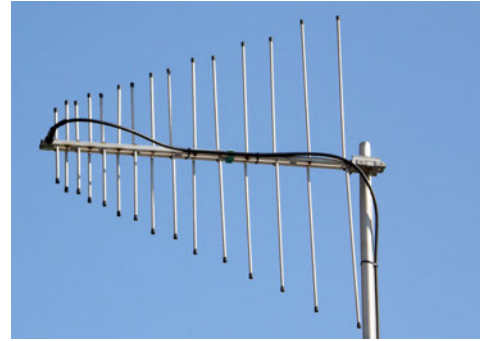
2.1 PRINCIPIOS BÁSICOS DE ANTENAS

2.1.1 Concepto de antena

Una antena es un dispositivo formado por uno o varios conductores metálicos que emite o recibe ondas electromagnéticas hacia el espacio libre. Las características de las antenas dependen de la relación entre sus dimensiones físicas y la longitud de onda de la señal de radiofrecuencia que es transmitida o recibida [1].



(a) Antena reflectora para Radio-Astronomía



(b) Antena de dipolos Log-Periódica

Figura 2.1: Ejemplos de antenas.

Las antenas se pueden caracterizar por su diagrama de radiación, directividad, ganancia, polarización, impedancia y ancho de banda. Una buena antena debe poseer un buen rendimiento de radiación, estar bien adaptada a la línea de transmisión a la que se conecta y tener un diagrama de radiación adecuado.

2.1.1.1 Clasificación de antenas

- **Antenas elementales cortas:** La dimensión de la antena es mucho más pequeña que la longitud de onda λ . Ejemplos: dipolo corto, small loop.
- **Antenas resonantes:** La extensión de la antena es aproximadamente media longitud de onda ($\lambda/2$). Pueden ser de dos tipos: de banda estrecha (*Narrowband*) o de banda ancha (*Broadband*). Ejemplos: dipolo de media onda ($\lambda/2$), parche microstrip, Yagi-Uda, Log-periódica.
- **Antenas de apertura:** Estas antenas tienen una apertura física por la cual la onda electromagnética se radia al medio. Dicha apertura es mayor de una longitud de onda λ . Ejemplos: Bocina, Reflector.

2.1.2 Banda de frecuencias

Una banda de frecuencias es un intervalo del espectro electromagnético que está asignado a un uso específico dentro de las radiocomunicaciones. Su uso está regulado por la Unión Internacional de Telecomunicaciones (ITU). En la Tabla 2.1 se puede ver la distribución de bandas de frecuencias en todo el espectro radioeléctrico.

SIGLA	DENOMINACIÓN	RANGO DE FRECUENCIAS	APLICACIONES
ULF	Ultra Low Frequency	300 Hz a 3 kHz	Militar, comunicación en minas
VLF	Very Low Frequency	3 kHz a 30 kHz	Enlaces radio de gran alcance
LF	Low Frequency	30 kHz a 300 kHz	Enlaces radio de gran distancia, navegación aérea y marítima
MF	Medium Frequency	300 kHz a 3 MHz	Radiodifusión de onda media
HF	High Frequency	3 MHz a 30 MHz	Radio de onda corta, comunicaciones a media y larga distancia
VHF	Very High Frequency	30 MHz a 300 MHz	TV, radio FM, enlaces radio a corta distancia
UHF	Ultra High Frequency	300 MHz a 3 GHz	TV, radar, telefonía móvil, enlaces radio
SHF	Super High Frequency	3 GHz a 30 GHz	Radar, enlaces radio
EHF	Extremely High Frequency	30 GHz a 300 GHz	Radar, enlaces radio

Tabla 2.1: Distribución convencional del espectro radioeléctrico.

Las ondas de frecuencias entre 1 y 300 GHz son llamadas **microondas**, incluidas en las bandas UHF, SHF y EHF dentro del espectro radioeléctrico. Dentro de las microondas existe otra forma de dividir el espectro en bandas de frecuencias, esta clasificación se muestra en la Tabla 2.2.

BANDA	FRECUENCIA	LONGITUD DE ONDA
L	1 ~ 2 GHz	30 ~ 15 cm
S	2 ~ 4 GHz	15 ~ 7,5 cm
C	4 ~ 8 GHz	7,5 ~ 3,75 cm
X	8 ~ 12,4 GHz	3,75 ~ 2,42 cm
Ku	12,4 ~ 18 GHz	2,42 ~ 1,66 cm
K	18 ~ 26,5 GHz	1,66 ~ 1,11 cm
Ka	26,5 ~ 40 GHz	11,1 ~ 7,5 mm
mm	30 ~ 300 GHz	10 ~ 1 mm

Tabla 2.2: Bandas de frecuencias en el rango de las microondas.

Las ondas con frecuencias de 30 a 300 GHz, equivalentes a longitudes de onda de 1 a 10 milímetros (mm), también son denominadas ondas milimétricas.

2.1.3 Tipos de antenas

Según el modo de radiación se definen 4 grupos de antenas: elementos, onda progresiva, array y apertura. Dicha clasificación se describe en [2]. La Figura 2.2 muestra esta distribución respecto a la frecuencia de operación de la antena.

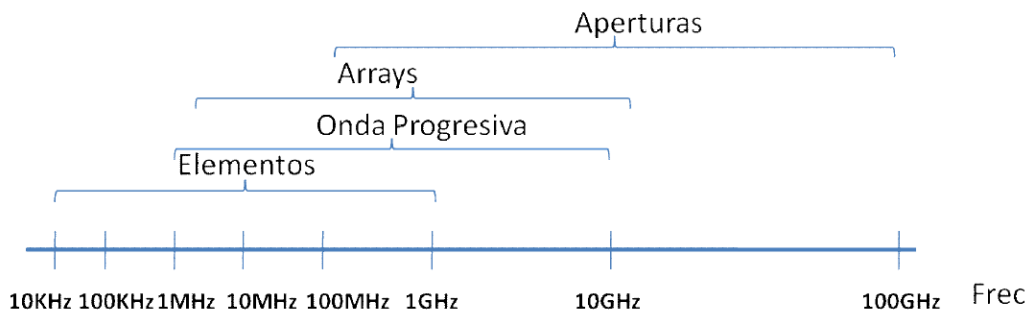


Figura 2.2: Tipos de antenas en función de su frecuencia de operación.

2.1.3.1 Antenas de elementos

Estas antenas utilizan conductores de hilo como elementos radiantes. Su dimensión es despreciable en comparación con la longitud de onda. Este tipo de antenas se usa en las bandas MF, HF, VHF, UHF. Monopolos, dipolos, antenas en espira o antenas helicoidales son ejemplos de estas antenas [Figura 2.3].



(a) Dipolo



(b) Antena Yagi-Uda

Figura 2.3: Ejemplos de antenas de elementos.

2.1.3.2 Antenas de onda progresiva

Se basan en generar una onda progresiva sobre una estructura radiante eléctricamente larga (varias longitudes de onda). Estas antenas acaban en una carga adaptada o guía eléctrica que recoge la potencia sobrante para evitar reflexiones. Se usan en las bandas de HF y VHF.

2.1.3.3 Antenas de array

Las antenas de array están formadas por un conjunto de antenas idénticas colocadas y ordenadas de manera que en su conjunto actúan como una única antena con diagrama de radiación propio.

El diagrama de radiación de las antenas de array se puede modificar mediante el control de la amplitud y fase de cada elemento del array. Esta característica supone una ventaja ya que permite adaptar la antena a diferentes aplicaciones.



(a) Array plano de parches microstrip



(b) Array plano de ranuras sobre guía de onda

Figura 2.4: Ejemplos de antenas de array.

Las antenas de array son muy útiles para la construcción de antenas inteligentes a nivel de aplicación. Estas antenas pueden reconfigurar su diagrama de radiación para mejorar el rendimiento del sistema: zona de cobertura, potencia de transmisión, interferencia, seguridad, etc.

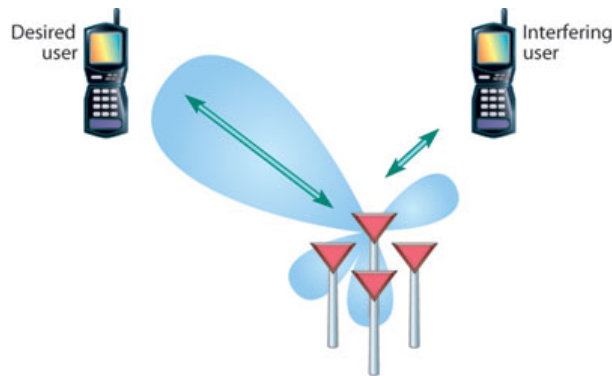


Figura 2.5: Esquema de funcionamiento de una antena inteligente.

2.1.3.4 Antenas de apertura

Las antenas de apertura son las que utilizan superficies o aperturas para direccionar el haz electromagnético. Estas antenas son capaces de concentrar la emisión y recepción de las ondas en una dirección determinada.

La versión más conocida y utilizada de este tipo de antenas es la parabólica, cuyo uso está muy extendido tanto en comunicaciones radio-terrestres como por satélite. Las ondas electro-

magnéticas que provienen del elemento radiante se reflejan en la superficie parabólica y se proyectan en la dirección espacial deseada (ver Figura 2.6a).

De igual forma cabe destacar la antena de bocina, muy empleada en el rango de las microondas. En las Figuras 2.6b y 2.6c se presentan dos ejemplos de antenas de bocina.



(a) Antena parabólica (b) Antena de bocina piramidal (c) Antena de bocina cónica

Figura 2.6: Ejemplos de antenas de apertura.

2.2 PARÁMETROS DE UNA ANTENA

2.2.1 Impedancia de entrada

La impedancia de entrada de una antena se define como la relación de tensión y corriente que existe entre sus terminales de entrada. Se denota como Z_{ant} o Z_a .

Z_a es un número complejo con parte real $R_a(\omega)$, llamada resistencia de la antena, y parte imaginaria $X_a(\omega)$, llamada reactancia de la antena. Ambas magnitudes dependen de la frecuencia (2.1).

$$Z_a = R_a(\omega) + jX_a(\omega) \quad (2.1)$$

La resistencia R_a representa disipación, que ocurre de dos formas: por radiación y por pérdidas óhmicas (disipación de calor).

$$R_a = R_r + R_L \quad (2.2)$$

R_r es la resistencia de radiación de la antena y R_L es la resistencia de pérdidas óhmicas. Esta división permite distinguir entre la potencia radiada por la antena P_r (2.3) y la potencia disipada en forma de calor P_L (2.4). I_0 es el valor de la corriente a la entrada de la antena.

$$P_r = \frac{1}{2} |I_0|^2 R_r \quad (2.3)$$

$$P_L = \frac{1}{2} |I_0|^2 R_L \quad (2.4)$$

Por otro lado, si la parte imaginaria de la impedancia de entrada $X_a(\omega)$ es nula a una frecuencia determinada, se dice que la antena es resonante a esta frecuencia.

2.2.2 Parámetros de dispersión (Parámetros S)

Los circuitos de microondas se pueden caracterizar mediante matrices de impedancia $[Z]$ o matrices de admitancia $[Y]$. Para calcular estas matrices es necesario hallar tensiones y corrientes a la frecuencia de trabajo (microondas). Como se indica en [3], calcular estos parámetros a alta frecuencia es una tarea difícil y produce unos resultados un tanto abstractos.

Una representación más acorde con los conceptos de ondas incidentes, reflejadas y transmitidas, y que se puede calcular con medidas directas sobre el dispositivo, es la matriz de dispersión o de **parámetros S**.

Los parámetros S caracterizan cualquier red basándose en los niveles de potencia que se perciben en los terminales de dicha red. Un terminal tiene dos puertos, en cada uno de ellos se definen unas ondas de tensión incidente y reflejada normalizadas:

- Las ondas incidentes a_i se definen en dirección entrante al circuito [Figura 2.7].
- Las ondas reflejadas b_i se definen en dirección saliente del circuito [Figura 2.7].

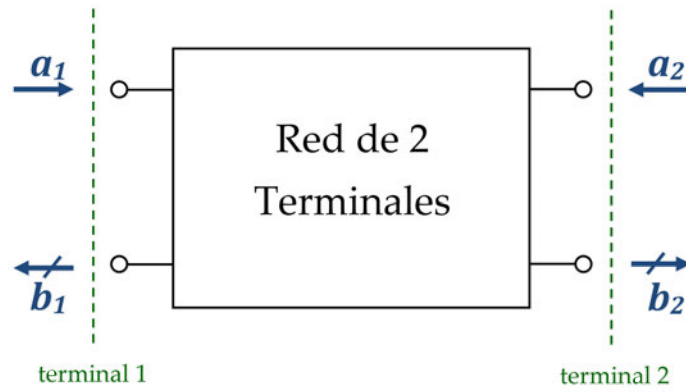


Figura 2.7: Ondas reflejadas e incidentes en una red de dos terminales.

A continuación se explica el método para calcular los parámetros S de un circuito de 2 puertas¹. En una red de dos terminales existen 4 parámetros S. La relación entre las ondas reflejadas, incidentes y la matriz de parámetros de dispersión está dada por (2.5).

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Expandiendo las matrices en ecuaciones:

$$\begin{cases} b_1 = s_{11}a_1 + s_{12}a_2 \\ b_2 = s_{21}a_1 + s_{22}a_2 \end{cases} \quad (2.6)$$

Para calcular el parámetro s_{ji} hay que cargar cada terminal de la red con su impedancia característica respectiva excepto el terminal i -ésimo, al que se conectará un generador que

¹Este método es aplicable a cualquier otra red con un número distinto de terminales. Se explica de esta forma para su mejor entendimiento.

produzca la onda incidente a_i . Por lo tanto, el resto de ondas incidentes será cero. Sustituyendo y despejando de (2.6), el parámetro S queda:

$$s_{ji} = \left(\frac{b_j}{a_i} \right)_{a_k=0 \quad (\forall k \neq i)} \quad (2.7)$$

En la Tabla 2.3 se explica el significado de cada parámetro S.

PARÁMETRO S	NOMBRE	DESCRIPCIÓN	FÓRMULA
S₁₁	Reflexión a la entrada	Potencia que se refleja en el terminal 1 cuando se genera una onda incidente en el terminal 1	$s_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big _{a_2=0}$
S₁₂	Transmisión o ganancia inversa	Potencia que llega al terminal 1 cuando se alimenta la red por el terminal 2	$s_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big _{a_1=0}$
S₂₁	Transmisión o ganancia directa	Potencia que llega al terminal 2 cuando se alimenta la red por el terminal 1	$s_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big _{a_2=0}$
S₂₂	Reflexión a la salida	Potencia que se refleja en el terminal 2 cuando se genera una onda incidente en el terminal 2	$s_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big _{a_1=0}$

Tabla 2.3: Descripción de los parámetros S en una red de dos puertas.

A partir de los parámetros S, en cada terminal se definen otros parámetros de interés: las pérdidas de retorno (2.8) y de inserción (2.9).

$$\text{Pérdidas de retorno (dB)} = -20 \cdot \log_{10}(s_{ii}) \quad (2.8)$$

$$\text{Pérdidas de inserción (dB)} = -20 \cdot \log_{10}(s_{ji}) \quad (2.9)$$

2.2.3 Adaptación

Tanto si se trata de una sistema de emisión como de recepción, la antena se conectará al transmisor o receptor mediante una línea de transmisión.

Como se explica en el apartado 2.2.2, el parámetro s_{11} mide la potencia que se refleja en el puerto de entrada de la antena, dando una idea de la transferencia de potencia a ella. Dicho parámetro se puede definir también en términos de impedancia.

$$s_{11} = \Gamma = \frac{Z_a - Z_0}{Z_a + Z_0} \quad (2.10)$$

Z_a es la impedancia de entrada de la antena y Z_0 es la impedancia característica de la línea de transmisión a la que se conecta.

En la Figura 2.8 se presenta un sistema formado por:

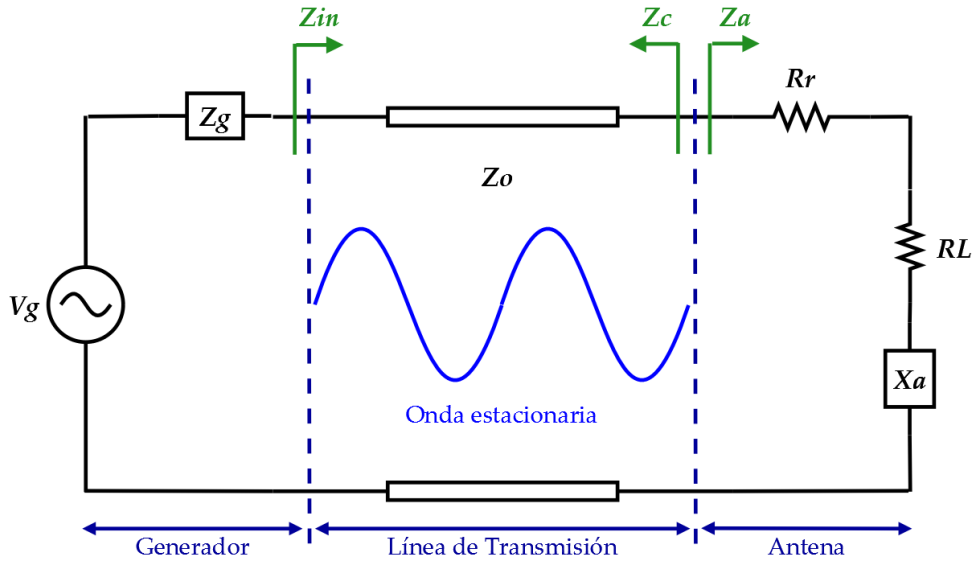


Figura 2.8: Antena conectada a un generador mediante línea de transmisión.

- Un generador V_g de impedancia $Z_g = R_g + jX_g$.
- Una antena con impedancia de carga $Z_a = R_a + jX_a = (R_r + R_L) + jX_a$.
- Una línea de transmisión de impedancia característica Z_0 que conecta el generador con la antena.

La impedancia que ve el generador es $Z_{in} = R_{in} + jX_{in}$ y la potencia de entrada en la red se define como:

$$P_{in} = \frac{1}{2} |I|^2 R_{in} = \frac{1}{2} \left| \frac{V_g}{Z_g + Z_{in}} \right|^2 \cdot R_{in} \quad (2.11)$$

La máxima transferencia de potencia se produce cuando existe adaptación conjugada: $Z_g = Z_{in}^*$. De este modo el generador entrega la máxima potencia a la línea de transmisión, si se sustituye en (2.11) se obtiene la expresión de la potencia máxima disponible:

$$P_{in} = \frac{1}{2} \left| \frac{V_g}{Z_g^* + Z_{in}} \right|^2 \cdot R_{in} = \frac{1}{8} \frac{|V_g|^2}{R_g} \quad (2.12)$$

Como se explica en [3], si la impedancia de la carga es igual a la impedancia característica de la línea de transmisión ($Z_a = Z_0$), se dice que la carga está adaptada (*matched*) a la línea. Esto implica reflexión cero e inexistencia de onda reflejada.

Es primordial distinguir entre la ausencia de onda reflejada ($s_{11} = \Gamma = 0$) y la máxima transferencia de potencia ($Z_a = Z_c^*$ en la Figura 2.8). Solo si las impedancias Z_c , Z_a y Z_0 son reales e iguales, ambas situaciones se dan a la vez. Es entonces cuando se obtiene el mejor caso de adaptación posible.

2.2.4 Relación de onda estacionaria (SWR)

Si la carga no está adaptada a la línea de transmisión ($s_{11} \neq 0$) se generará una onda reflejada. En este caso se produce una interferencia entre las ondas incidente y reflejada originando una onda estacionaria (*standing wave*) en la línea (ver Figura 2.8).

Para medir este fenómeno se define la ROE (Relación de Onda Estacionaria) o SWR (*Standing Wave Ratio*)² que es el cociente entre los valores de tensión máximo y mínimo de la onda estacionaria.

$$SWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1 + |s_{11}|}{1 - |s_{11}|} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.13)$$

La SWR mide la desadaptación entre la antena (carga) y la línea. En otras palabras, mide la reflexión que se produce por falta de adaptación, dando una idea de la potencia que se transmite finalmente a la antena. La SWR toma valores reales comprendidos entre $1 \leq SWR \leq \infty$. Si la SWR es 1, la antena está perfectamente adaptada ($s_{11} = 0$).

2.2.5 Diagrama de radiación

El diagrama de radiación es la representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena en función de las coordenadas espaciales.

El diagrama de radiación está definido en regiones de campo lejano (*far-field*). El campo lejano es la distribución del campo angular que no depende de la distancia de la antena, considerándose campo lejano a distancias de la antena superiores a $2D^2/\lambda$, donde D es la dimensión máxima de la antena y λ la longitud de onda de trabajo.

El sistema de referencia más utilizado para la representación del diagrama de radiación es el de coordenadas esféricas, que se define por tres magnitudes (ver Figura 2.9):

- Radio r : distancia al origen.
- Ángulo polar o colatitud θ : ángulo respecto al eje z .
- Azimut φ : ángulo respecto al eje x .

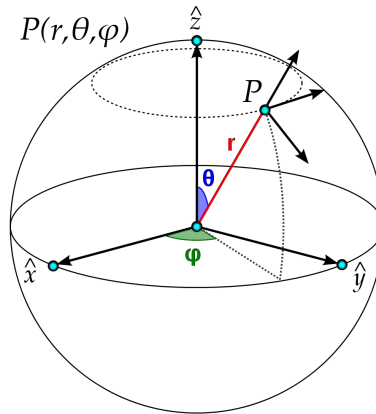


Figura 2.9: Sistema de coordenadas esféricas.

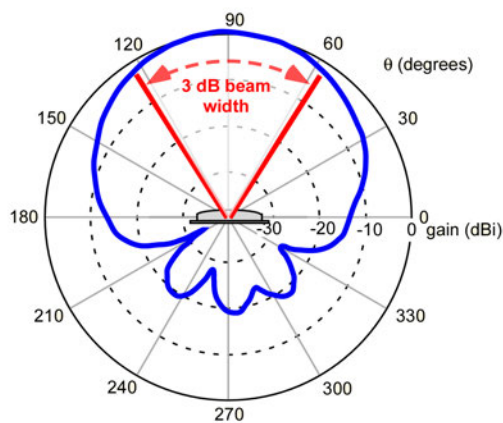
El diagrama de radiación se puede representar directamente en 3D, pero resulta más útil hacerlo en 2D mediante curvas de nivel y planos de corte. Para antenas directivas y de polarización lineal, los planos de corte más representativos son los planos E y H. El plano E es el plano generado por las variaciones del ángulo θ cuando φ es constante (90°) y contiene el campo eléctrico (vector E). El plano H se define perpendicular al plano E, por lo tanto se genera

²En ocasiones este parámetro es también conocido como VSWR (*Voltage SWR*).

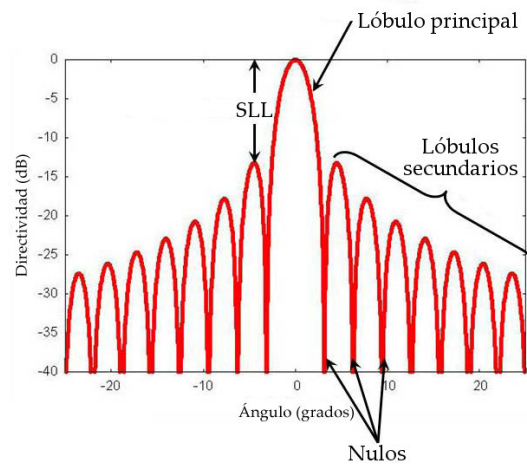
por las variaciones del ángulo φ cuando θ es cte (90°) y contiene el campo magnético (vector H). La intersección de ambos planos establece la dirección de máxima radiación de la antena.

A la hora de representar los planos E y H en 2D, se pueden usar coordenadas polares y cartesianas.

- En coordenadas polares, el espacio está representado como una circunferencia y la forma en la que la radiación se reparte por el espacio está representado en grados. Muestra una información clara de la distribución de potencia en los diferentes puntos espaciales, dando mayor importancia a la directividad de la antena bajo estudio [Figura 2.10a].
- En coordenadas cartesianas o rectangulares, el eje de abscisas representa la variable angular y el eje de ordenadas la densidad de potencia. Proporciona una mejor visión del nivel de lóbulos del diagrama de radiación [Figura 2.10b].



(a) En coordenadas polares



(b) En coordenadas cartesianas

Figura 2.10: Diagramas de radiación en 2D.

2.2.5.1 Parámetros del diagrama de radiación

Los parámetros más importantes del diagrama de radiación son los siguientes:

- **Dirección de apuntamiento:** La dirección de máxima radiación.
- **Lóbulo principal:** Margen angular alrededor de la dirección de radiación máxima. Determina la dirección de máximo apuntamiento [Figura 2.10b].
- **Lóbulos secundarios:** El resto de lóbulos que no son el principal. Están separados por nulos y suelen ser de menor magnitud [Figura 2.10b].
- **Anchura de haz a -3 dB:** Intervalo angular en el que la densidad de potencia radiada es mayor o igual a la mitad de la potencia máxima. Es muy práctico para determinar la directividad de la antena. Se suele denotar como θ_{3dB} [Figura 2.10a].
- **Relación de lóbulo principal a secundario (SLL):** SLL (*Side Lobe Level*) es la diferencia en dB entre el valor máximo del lóbulo principal y el valor máximo del lóbulo secundario [Figura 2.10b].

2.2.5.2 Tipos de diagrama de radiación

En función de la directividad se pueden encontrar 3 tipos de diagrama de radiación:

- **Isotrópicos:** Se radia la misma densidad de potencia en todas las direcciones [Figura 2.11a].
- **Omnidireccionales:** presentan simetría de revolución respecto a un eje [Figura 2.11b].
- **Directivos:** el máximo de radiación está concentrado en una dirección determinada [Figura 2.11c].

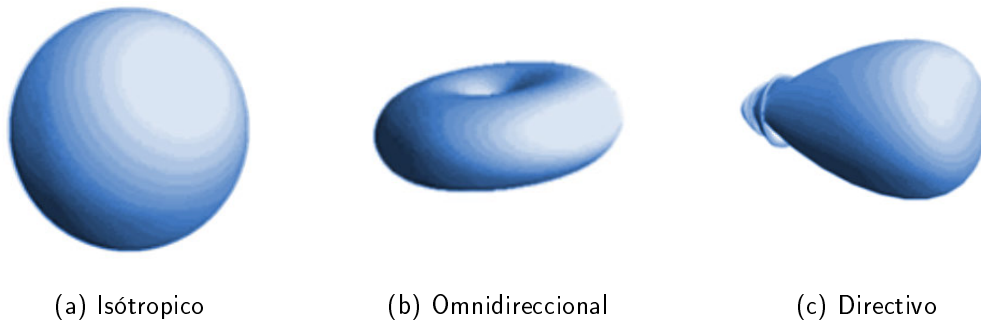


Figura 2.11: Tipos de diagramas de radiación en 3D.

2.2.6 Intensidad de radiación, directividad y ganancia

2.2.6.1 Intensidad de radiación

La intensidad de radiación (U) es la potencia que radia la antena por ángulo sólido $d\Omega$ (ver (2.14), (2.15) y Figura 2.12). Se define en condiciones de campo lejano y como se indica en [4], representa la capacidad de una antena para radiar energía en una determinada dirección. Su expresión matemática se presenta en (2.16).

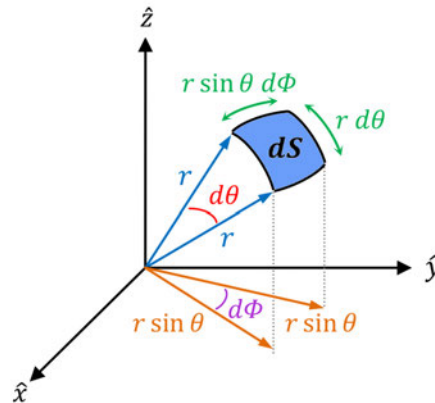


Figura 2.12: Representación del diferencial de ángulo sólido.

$$dS = (r \sin \theta d\phi)(r d\theta) = r^2 \sin \theta d\theta d\phi \quad (2.14)$$

$$d\Omega = \frac{dS}{r^2} = \frac{r^2 \sin \theta d\theta d\phi}{r^2} = \sin \theta d\theta d\phi \quad (2.15)$$

$$U(\theta, \phi) = \frac{\langle S(r, \theta, \phi) \rangle dS}{d\Omega} = r^2 \langle S(r, \theta, \phi) \rangle \quad (2.16)$$

$\langle S \rangle$ es el módulo del vector de Poynting, que representa la densidad del flujo de energía electromagnética (tasa de transferencia de energía por unidad de área, en W/m^2) y se define a partir de los campos eléctrico (E) y magnético (H):

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H} \quad (2.17)$$

Para una antena con diagrama de radiación isotrópico, la intensidad de radiación no depende de los ángulos θ y ϕ . En este caso la potencia radiada de la antena queda así:

$$P_{rad} = \oint\limits_{d\Omega} U_0 d\Omega = U_0 \oint\limits_{d\Omega} d\Omega = 4\pi U_0 \quad (2.18)$$

despejando U_0 :

$$U_0 = \frac{P_{rad}}{4\pi} \quad (2.19)$$

2.2.6.2 Directividad

La directividad (D) es la relación entre la intensidad de radiación en una dirección dada (U) y la intensidad de radiación que produciría una antena isotrópica (U_0). De nuevo está definida en términos de campo lejano y su valor se deduce haciendo uso de (2.19):

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_0} = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \quad (2.20)$$

Lo más común es hablar de la directividad de una antena en su dirección de máximo apuntamiento:

$$D_{max} = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad (2.21)$$

2.2.6.3 Ganancia

La ganancia de una antena se define como el cociente entre la intensidad de radiación en una dirección determinada y la intensidad de radiación de una antena isotrópica que aceptara la misma potencia de entrada (P_{in}) que la antena bajo estudio. De este modo, la potencia de entrada es la misma para las dos antenas: la que se está estudiando y la de referencia (isotrópica).

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (2.22)$$

Típicamente la ganancia se mide en decibelios isotrópicos (dBi). Los dBi son decibelios normales (dB), la 'i' indica que la ganancia es en referencia a una antena isótropa teórica.

$$G_{\text{dBi}} = 10 \cdot \log(G) = 10 \cdot \log \left[4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{\text{in}}} \right] \quad (2.23)$$

También se puede medir en dBd ('d' de dipolo) cuando la antena de referencia es un dipolo de media onda: $G_{\text{dBd}} = G_{\text{dBi}} - 2,15 \text{ dB}$.

2.2.7 Eficiencia

La eficiencia de radiación es un parámetro importante ya que da una idea acerca del rendimiento de radiación de una antena. Se define como la relación entre la potencia radiada (P_{rad}) y la potencia de entrada de la antena (P_{in}):

$$\eta_{\text{rad}} = \frac{P_{\text{rad}}}{P_{\text{in}}} \quad (2.24)$$

Asimismo, este valor permite relacionar directamente la directividad con la ganancia:

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{\text{in}}} = \eta_{\text{rad}} \cdot \left[4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{\text{rad}}} \right] \implies G(\theta, \phi) = \eta_{\text{rad}} \cdot D(\theta, \phi) \quad (2.25)$$

2.2.8 Polarización

Las antenas emiten y reciben ondas electromagnéticas, por consiguiente en cada punto del espacio existe un vector de campo eléctrico ($\vec{E} = \vec{E}_x + \vec{E}_y$) que depende de la posición y el tiempo. La polarización de una antena en una dirección determinada es la variación temporal del campo radiado en esa misma dirección.

La variación de dirección del campo y su sentido de giro traza una figura vista desde la antena que define el tipo de polarización. En el caso general, este dibujo se llama elipse de polarización [Figura 2.13].

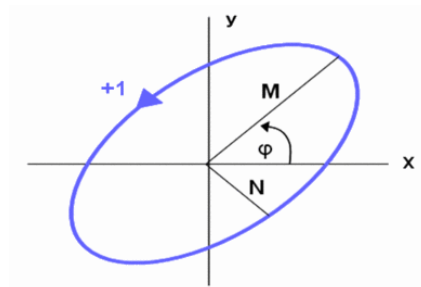


Figura 2.13: Elipse de polarización.

Habitualmente la polarización suele ser elíptica (con forma de elipse), no obstante existen algunos casos particulares:

- **Polarización lineal:** La figura trazada sobre el plano perpendicular a la dirección de propagación es un segmento. Se produce cuando las componentes x e y del campo eléctrico están en fase (0°) o en contrafase (180°). Puede ser vertical (VP) u horizontal (HP) si el segmento está contenido en uno de los ejes [Figura 2.14].

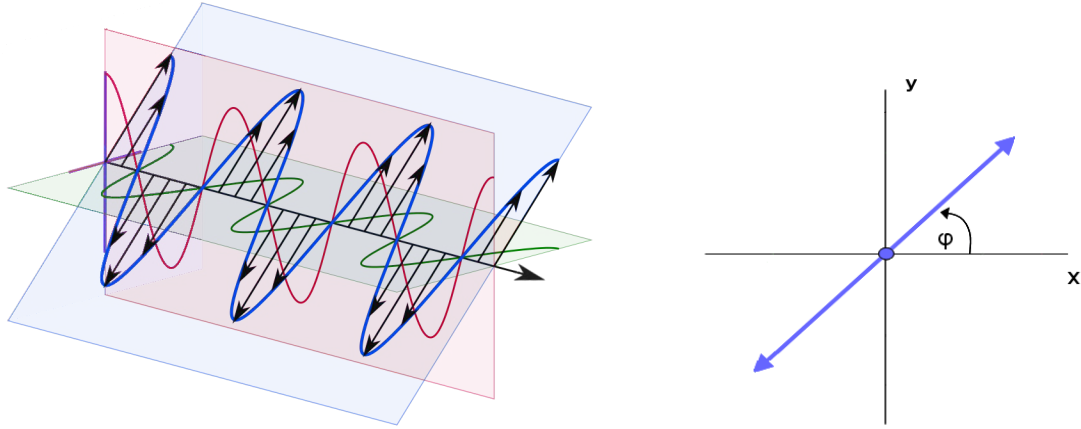


Figura 2.14: Polarización lineal.

- **Polarización circular:** La figura trazada en el tiempo es una circunferencia. En este caso las componentes del campo eléctrico tienen la misma amplitud y están desfasadas 90° exactamente. Puede rotar a derechas (RHCP³) o a izquierdas (LHCP⁴) en función del sentido de giro (desfase de 90° o -90°) [Figura 2.15].

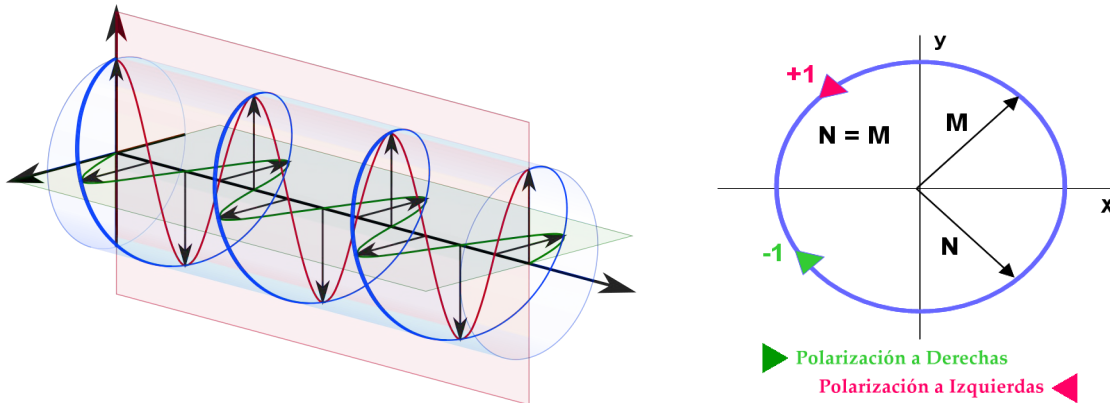


Figura 2.15: Polarización circular.

A la hora de conocer el tipo de polarización de una antena se define la Relación Axial o *Axial Ratio* (AR) como el cociente entre los ejes mayor y menor de la elipse de polarización:

$$AR = \frac{M}{N} \quad (2.26)$$

La relación axial puede tomar valores reales entre $1 \leq AR \leq \infty$:

³Right Hand Circularly Polarized

⁴Left Hand Circularly Polarized

- Si $AR = \infty \rightarrow$ Polarización lineal.
- Si $AR = 1 \rightarrow$ Polarización circular.

Para determinar si una antena está bien polarizada se pueden representar dos diagramas: copolar (*co-polarization CP*) y contrapolar (*cross-polarization XP*). Se llama diagrama copolar al diagrama de radiación con la polarización deseada, y contrapolar al diagrama de radiación con la polarización contraria. Por ejemplo, si el diagrama copolar es de polarización vertical, su contrapolar será el de polarización horizontal.

2.2.9 Ancho de banda (BW)

Dado que las antenas tienen geometría finita, están limitadas a funcionar en un rango de frecuencias restringido. El ancho de banda (*BandWidth*) es el margen de frecuencias en el que los parámetros de la antena cumplen unas determinadas características. La expresión analítica de este valor es la siguiente:

$$BW = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_0} \quad (2.27)$$

donde f_{max} y f_{min} son las frecuencias máxima y mínima que acotan el ancho de banda y f_0 es la frecuencia central.

2.3 TEORÍA DE GUÍAS DE ONDA

En electromagnetismo y telecomunicación, una guía de onda es cualquier estructura física que transporta ondas electromagnéticas. Más específicamente, una guía de onda es un único conductor cerrado metálico con un dieléctrico en su interior [Figura 2.16].

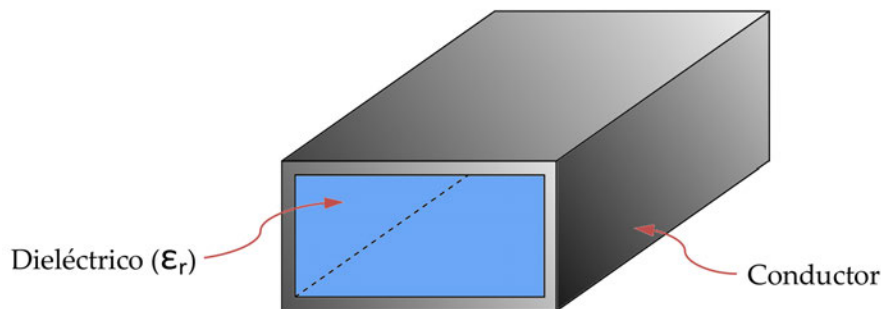


Figura 2.16: Ejemplo de guía de onda.

Este tipo de línea de transmisión tiene una disipación de energía muy baja. Por esta razón las guías de onda son muy apropiadas para aplicaciones de alta frecuencia, en concreto, en el rango de las microondas. Toda la teoría y desarrollos matemáticos sobre guías de onda están ampliamente explicados en [3].

2.3.1 Modos de propagación

Asumiendo que la línea de transmisión está libre de fuentes ($\vec{J} = 0$, $\vec{M} = 0$, $\rho = 0$) y el medio está caracterizado por μ y ϵ , las ecuaciones de Maxwell en forma fasorial se pueden escribir así:

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu \vec{H} \quad (2.28)$$

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\epsilon \vec{E} \quad (2.29)$$

$$\nabla \cdot \vec{E} = 0 \quad (2.30)$$

$$\nabla \cdot \vec{H} = 0 \quad (2.31)$$

donde:

ω es la frecuencia.

$\mu = \mu_0\mu_r$ (μ es la permeabilidad magnética real, μ_0 en el vacío y μ_r relativa del medio).

$\epsilon = \epsilon_0\epsilon_r$ (ϵ es la permitividad o constante dieléctrica real, ϵ_0 en el vacío y ϵ_r la relativa del medio).

En este punto se tienen dos ecuaciones: (2.28) y (2.29); y dos incógnitas: \vec{E} y \vec{H} . Por consiguiente se pueden resolver tanto para \vec{E} como para \vec{H} . El resultado es la **ecuación de ondas** o también llamada ecuación de Helmholtz para ambos campos:

$$\nabla^2 \vec{E} + k^2 \vec{E} = 0 \quad (2.32)$$

$$\nabla^2 \vec{H} + k^2 \vec{H} = 0 \quad (2.33)$$

$k = \omega\sqrt{\mu\epsilon} = \frac{2\pi}{\lambda}$ es la constante de propagación.

Cada solución de las ecuaciones de ondas [(2.32) y (2.33)] en una línea de transmisión se denomina **modo de propagación**. La onda electromagnética al propagarse por una línea, puede generar distintos modos simultáneamente.

Se llama componente transversal de un campo a la componente del mismo perpendicular a la dirección de propagación (E_x , E_y , H_x y H_y en una guía de onda). Y componente longitudinal a la componente contenida en la dirección de propagación de la onda (E_z y H_z). Como se presenta en [3] y [5], los modos se clasifican según las componentes vectoriales de los campos eléctrico y magnético:

- **Modos Transversales Electromagnéticos (TEM):** Los modos TEM no contienen ninguna componente longitudinal ($E_z = H_z = 0$). Solo se dan cuando la línea de transmisión tiene dos conductores diferenciados (cable coaxial, línea microstrip, línea bifilar, etc).
- **Modos Transversales Eléctricos (TE):** No contienen ninguna componente longitudinal eléctrica ($E_z = 0$ y $H_z \neq 0$).
- **Modos Transversales Magnéticos (TM):** No contienen ninguna componente longitudinal magnética ($E_z \neq 0$ y $H_z = 0$).
- **Modos Híbridos:** Aquellos modos que tienen componentes tanto de campo eléctrico como de campo magnético en la dirección de propagación ($E_z \neq 0$ y $H_z \neq 0$). Son propios de las fibras ópticas.

Dado que las guías de onda únicamente tienen un conductor cerrado, en principio solo se propagan modos TE y TM.

Un modo se propagará por una guía si su frecuencia de corte (f_c) es mayor a la frecuencia de operación de la guía (f_0). Los modos que tienen una frecuencia de corte superior, reciben el nombre de evanescentes y se atenúan tan velozmente que se considera que no se propagan por la guía. Las frecuencias de corte de los modos están fijadas por las características geométricas de la guía por la que se propagan.

Se llama **modo fundamental** al primer modo que se propaga por una guía de onda, o lo que es equivalente, al modo con menor frecuencia de corte. Se denomina modo superior al primer modo que no se propaga por la guía.

Según el rango de frecuencias en el que trabaje la guía, ésta podrá ser:

- **Monomodo:** Solo se propaga un único modo.
- **Multimodo:** Se propagan varios modos.

A partir de esta explicación se define un parámetro importante, el llamado **ancho de banda monomodo** ($BW_{monomodo}$) [Figura 2.17]. Es el margen de frecuencias en el que únicamente se propaga un modo en la guía, es decir, la frecuencia de operación es mayor que la frecuencia de corte del modo fundamental pero menor que la del siguiente.

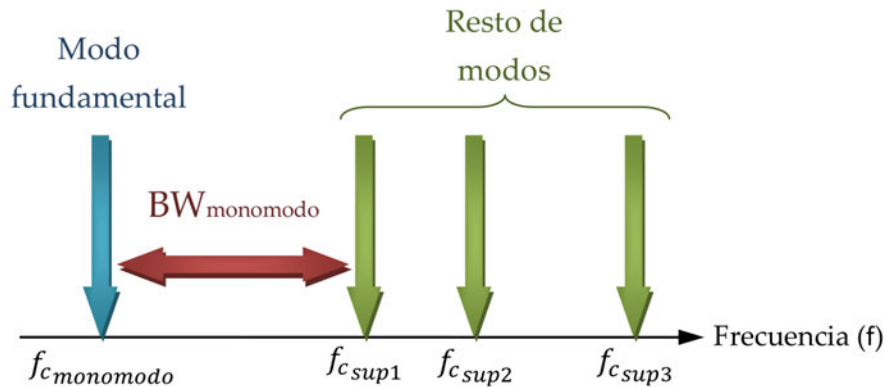


Figura 2.17: Carta de modos genérica.

2.3.2 Tipos de guías de onda

Las guías de onda pueden ser de cualquier geometría: elípticas, triangulares cuadradas, etcétera (incluso estructuras completamente arbitrarias). No obstante, las formas más comunes son la rectangular y la circular.

2.3.2.1 Guía rectangular

Tipo de guía de onda con forma rectangular. Como se presenta en la Figura 2.18, el lado mayor del conductor se denomina a y el lado menor b .

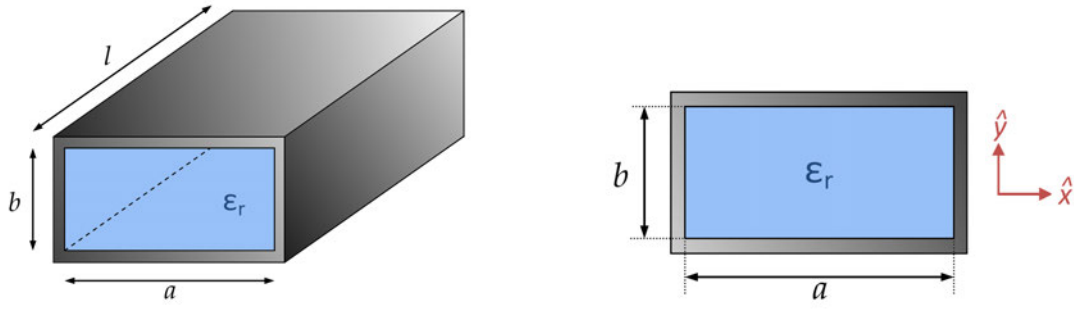


Figura 2.18: Guía de onda rectangular.

Los únicos modos que se propagan son los TE_{mn} y los TM_{mn} , donde m y n son los índices que identifican el modo. Las frecuencias de corte de éstos modos se calculan mediante (2.34).

$$f_{c_{mn}} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad \begin{array}{l} TE_{mn} : m, n \geq 0 \\ TM_{mn} : m, n \geq 1 \end{array} \quad (2.34)$$

$$c = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.35)$$

c es la velocidad de la luz en el medio y c_0 ($c_0 = 2,99 \cdot 10^8 \text{ m/s}^2 \approx 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}^2$) la velocidad de la luz en el vacío.

La longitud de onda de la guía para cada uno de los modos ($\lambda_{g_{mn}}$) se calcula según:

$$\lambda_{g_{mn}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{c_{mn}}}{f_0}\right)^2}} \quad (2.36)$$

donde $\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$.

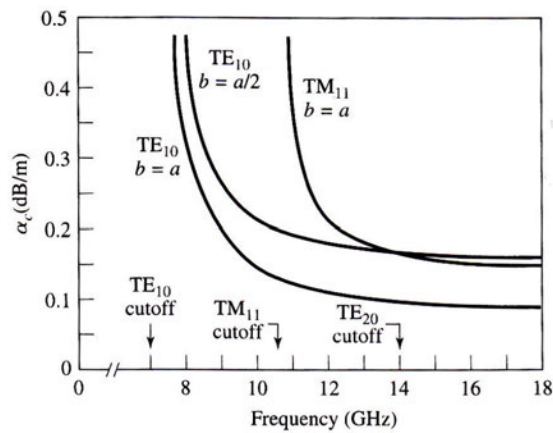


Figura 2.19: Atenuación de los modos de propagación en una guía rectangular de $a = 2 \text{ cm}$, obtenida de [3].

En una guía rectangular se asume $a > b$. Con la ayuda de (2.34) se deduce que el modo fundamental siempre es el TE_{10} ($m = 1, n = 0$). La Figura 2.19 ilustra la atenuación (α_c en dB/m) de los modos de propagación en función de la frecuencia de una guía de este tipo.

2.3.2.2 Guía circular

El otro tipo de guía muy extendida es la guía circular. En la Figura 2.20 se presenta la estructura física de una guía de este tipo así como su sección transversal. El radio interior se suele llamar a .

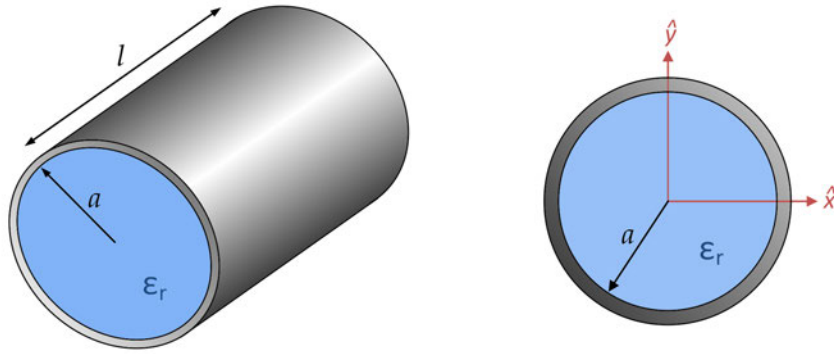


Figura 2.20: Guía de onda circular.

El cálculo de las frecuencias de corte de los distintos modos de una guía circular se realiza mediante las siguientes expresiones:

$$\text{Modos } TM_{nm}: f_{c_{nm}} = \frac{p_{nm}}{2\pi a \sqrt{\mu\epsilon}} \quad (2.37)$$

$$\text{Modos } TE_{nm}: f_{c_{nm}} = \frac{p'_{nm}}{2\pi a \sqrt{\mu\epsilon}} \quad (2.38)$$

p_{mn} y p'_{mn} son las raíces de las funciones de Bessel [Figura 2.21]: $J_n(p_{nm}) = 0$ y $J'_n(p'_{nm}) = 0$.

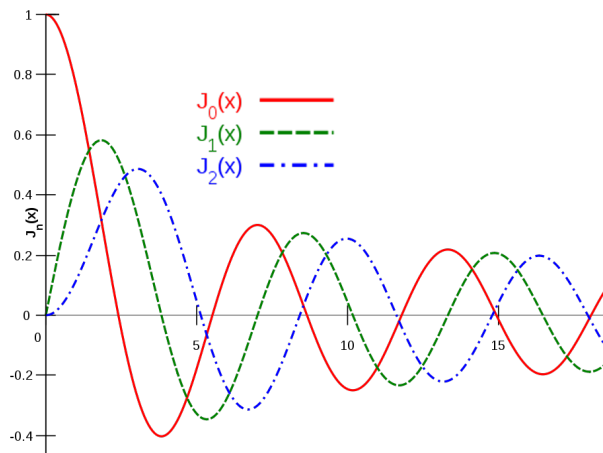


Figura 2.21: Funciones de Bessel de primera especie para $n = 0, 1$ y 2 .

En la Figura 2.22 se muestra la atenuación (α_c en dB/m) de los modos en función de la frecuencia de una guía circular.

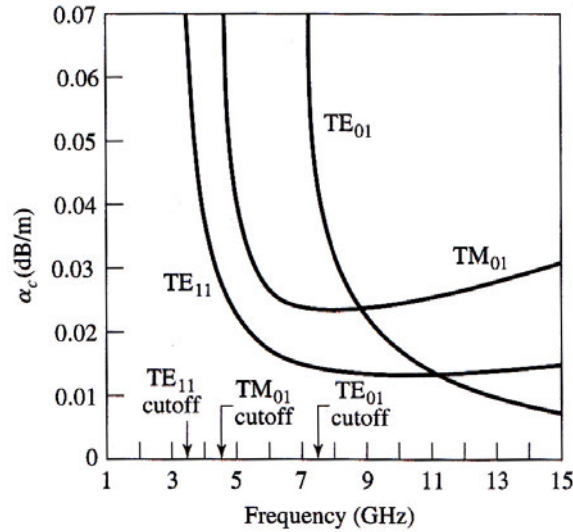


Figura 2.22: Atenuación de los modos de propagación en una guía circular con $a = 2,54$ cm, obtenida de [3].

El modo fundamental de las guías circulares es siempre el TE_{11} , seguido del TM_{01} y TE_{01} . Un hecho interesante es que la atenuación que sufre el modo TE_{01} es considerablemente menor que la que sufre el fundamental.

2.3.3 Alimentación en guía de onda

La forma más común de alimentar una guía de onda es utilizando un conector coaxial ([Figura 2.23]) que se inserta en el interior de la guía por una de sus caras. El conductor exterior del conector se une al conductor de la guía, constituyendo el plano de masa del coaxial. El conductor interior o alma del conector, se introduce en el interior de la guía alimentándola a modo de antena monopolo.

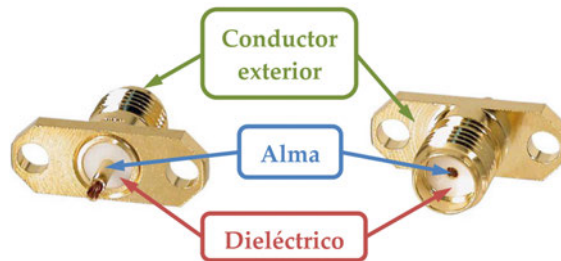


Figura 2.23: Conector coaxial.

Es importante controlar la longitud del alma del conector y su posición dentro de la guía [Figura 2.24]. Ambos factores son cruciales para conseguir la máxima adaptación a la frecuencia de trabajo (f_0), y por lo tanto, la máxima transferencia de potencia entre ambas líneas de transmisión.

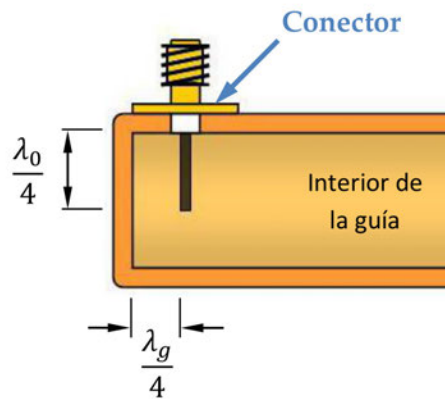


Figura 2.24: Posición y longitud del alma del conector dentro de la guía.

La longitud del alma tiene que ser $\lambda_0/4$ para que actúe como un monopolo. No obstante, al estar dentro de la guía, el alma radiará a la longitud de onda de la guía λ_g .

Por otro lado, el alma del conector debe colocarse a una distancia $\lambda_g/4$ del principio de la guía de onda. Esta posición produce que la onda que emite el monopolo hacia atrás llegue a la pared inicial con amplitud cero y por tanto, se refleje totalmente. El valor de reflexión es $\rho = -1$, lo que implica un desfase de 180° o $\lambda_g/2$. De esta manera, la onda que viaja desde el monopolo hacia la pared sufre un desfase de $\lambda_g/4$ en la ida, un desfase de $\lambda_g/2$ al reflejarse, y por último, otro desfase de $\lambda_g/4$ de vuelta hasta el alma del conector.

Si se suman todos los desfases, la onda recorre una longitud de onda completa (λ_g). En esta situación dicha onda se encuentra con la que emite el monopolo, ambas se suman en fase y se forma una onda progresiva que es la que se propaga por el resto de la guía.

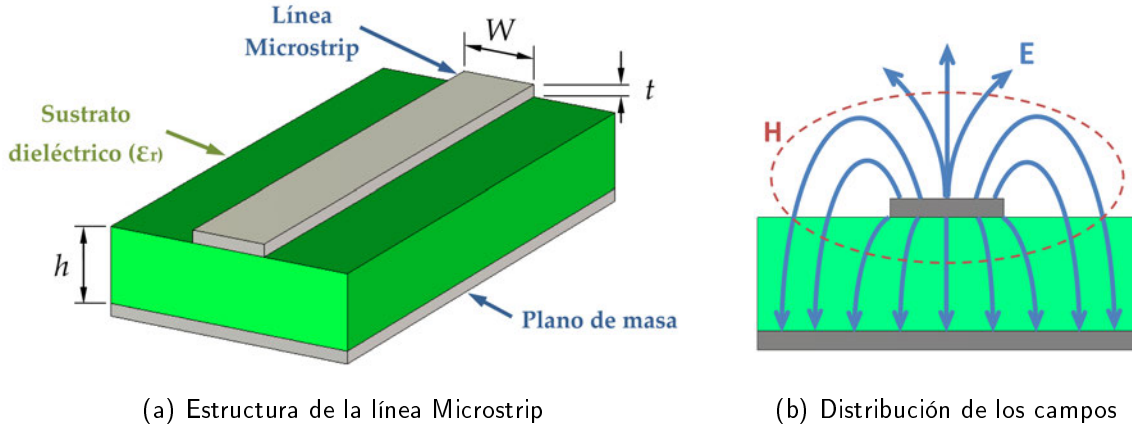
Como se ha comentado antes, una posición del monopolo distinta a $\lambda_g/4$ produciría una desadaptación entre el coaxial y la guía. Esto provocaría un nivel de reflexiones muy altas y no se conseguiría que las ondas se sumasen en fase. En estas condiciones, la onda no podría transportar toda la energía posible y se desaprovecharía mucha potencia.

2.4 TEORÍA MICROSTRIP

La línea microstrip es un tipo de línea de transmisión fabricada en tecnología impresa que se utiliza para transmitir señales de microondas. Consiste en una fina tira o lámina (*strip*) de material conductor de espesor ' t ' y anchura ' W ', separada del plano de masa por una capa de material dieléctrico de altura ' h ' y constante dieléctrica ϵ_r llamada sustrato [Figura 2.25a]. A continuación se enumeran las ventajas e inconvenientes de las líneas microstrip:

- **Ventajas:** Puede ser fabricado utilizando placas y maquinaria de circuitos impresos o PCBs⁵. Es más barato, ligero y compacto que la tecnología tradicional de guía de onda.
- **Inconvenientes:** Tiene baja capacidad de manejo de energía y mayores pérdidas que la guía de onda. Además, al no estar cerrada, es susceptible de captar mucho más ruido.

⁵Printed Circuit Boards

**Figura 2.25:** Línea Microstrip.

Este tipo de línea de transmisión consta de dos conductores diferenciados: la línea superior, y el plano de masa. Como se indicó en el apartado 2.3.1, no se propagarán modos TE o TM, sino TEM o Transversales Electromagnéticos (al establecerse entre los conductores una diferencia de potencial).

En la Figura 2.25b se muestra como se distribuyen los campos eléctrico (E) y magnético (H) en la microstrip. Como se puede observar, los campos se generan tanto en el sustrato como en el aire, este hecho complica el análisis de la línea [3]. La mayoría del campo se encuentra en la región del dieléctrico, sin embargo hay una parte que está por encima del sustrato. Por esta razón, el modo que se propaga por las líneas microstrip no es un TEM puro, sino lo que se denomina, un modo quasi-TEM.

La presencia de dos dieléctricos (el sustrato y el aire) requiere definir una nueva constante dieléctrica llamada constante dieléctrica efectiva $\epsilon_{r_{eff}}$:

$$\epsilon_{r_{eff}} = \begin{cases} \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + \frac{12h}{W} \right)^{-0.5} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right] & \frac{W}{h} \leq 1 \\ \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W} \right)^{-0.5} & \frac{W}{h} > 1 \end{cases} \quad (2.39)$$

$$\lambda_{\mu strip} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{r_{eff}}}} \quad (2.40)$$

2.4.1 Alimentación Microstrip

Las líneas microstrip pueden ser alimentadas de múltiples formas. A continuación se presentan las más comunes utilizando un conector coaxial.

2.4.1.1 Sonda coaxial vertical

De manera similar a las guías de onda, la microstrip se puede alimentar accediendo verticalmente en el sustrato con un conector coaxial. El conductor exterior se une al plano de masa y el alma se extiende a través del sustrato hasta la pista [Figura 2.26].

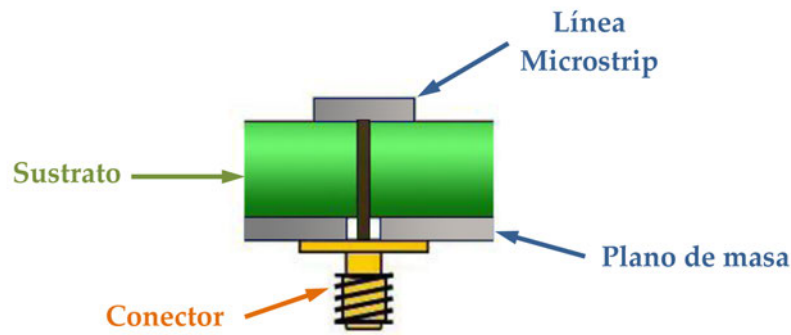


Figura 2.26: Alimentación por sonda coaxial vertical de la línea microstrip.

La posición del conector en relación con el final de la pista es clave para ajustar la impedancia de entrada y conseguir una buena adaptación.

2.4.1.2 Coaxial horizontal

La microstrip también puede ser alimentada horizontalmente. Simplemente se conecta el conductor exterior del coaxial al plano de masa, y se coloca el alma sobre la pista microstrip [Figura 2.27].

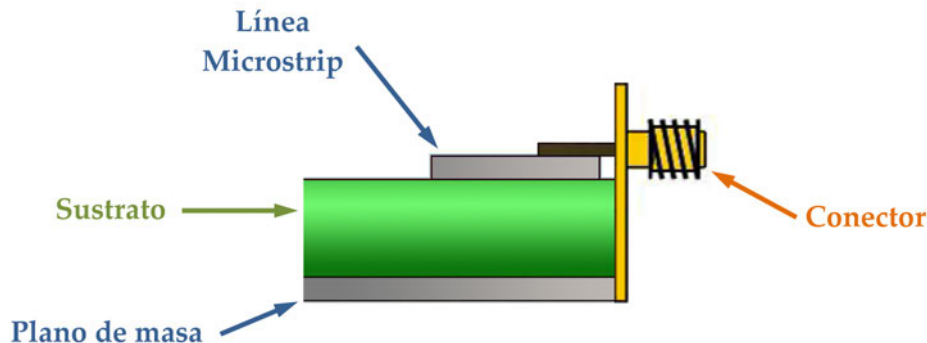


Figura 2.27: Alimentación por coaxial horizontal de la línea microstrip.

En aplicaciones de alta frecuencia, este tipo de transición de coaxial a microstrip tiene un inconveniente: el hecho de que el alma del conector esté desprotegida, puede provocar muchas pérdidas por radiaciones hacia el exterior. Este problema se resuelve en gran medida en [6].

2.5 ELEMENTOS RADIANTES

Los elementos radiantes que forman una antena pueden ser de muchos tipos. En este apartado se exponen dos elementos muy importantes en antenas sobre tecnología impresa [7]: las ranuras y los parches.

2.5.1 Ranuras

Una ranura (*slot*) es una apertura en uno de los planos de masa de la línea de transmisión [Figura 2.28]. Por esta abertura se escapa la señal en forma de radiación. Las ranuras son el equivalente eléctrico a un dipolo de longitud equivalente.

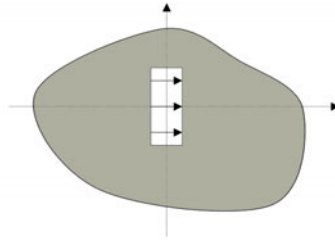


Figura 2.28: Esquema de una ranura.

Una de las dos dimensiones de una ranura debe ser mucho menor que la longitud de onda de la señal λ , la otra debe ser ligeramente inferior a $\lambda/2$ para lograr resonancia.

2.5.1.1 Alimentación de ranuras

Las ranuras se alimentan de dos formas:

1. **Guías de onda:** Las ranuras se horadan en las caras de la guía de onda. La ranura interrumpe el paso de las corrientes que viajan por el interior de la guía provocando el acoplamiento de señal a la ranura. Una ranura acoplará más potencia cuanto más perpendicular se encuentre su dimensión mayor a las líneas de densidad de corriente de la guía de onda.

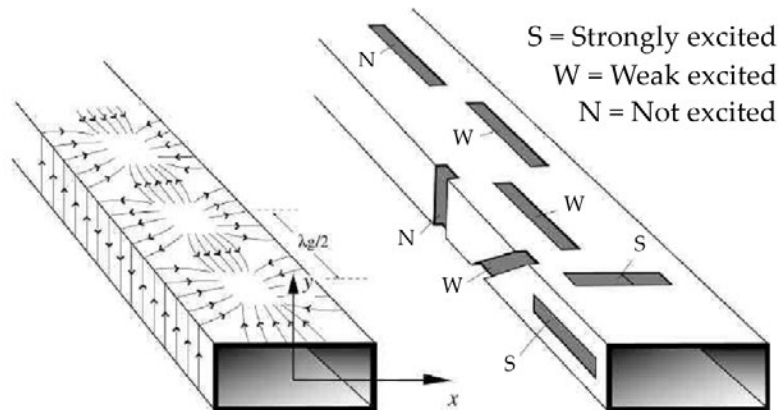


Figura 2.29: Alimentación de ranuras por medio de guía de onda.

En la Figura 2.29 se muestran los distintos tipos de ranuras en función de su colocación sobre la guía:

- **Ranuras S** (Fuerte excitación): Dispuestas sobre el eje x y colocadas en el centro de la parte superior de la guía. Este tipo de ranura acoplará mucha potencia debido a que en esta zona, las líneas de densidad de corriente se distribuyen en la dirección de propagación de la onda.

- **Ranuras N** (Excitación nula): Ranura igual que la de tipo S pero girada 90° (dispuesta sobre el eje z) y situada justo en el centro del lado mayor de la guía. Esta ranura no acoplará potencia ya que en ese lugar, las líneas de densidad de corriente son paralelas a su dimensión mayor.
- **Ranuras W** (Poca excitación): Ranura similar a la de tipo N pero desplazada hacia el borde lateral. Cuanto más próxima esté del borde, más potencia acoplará. Esto se produce porque las líneas de densidad de corriente van girando desde el centro de la guía hasta el borde, en el que han rotado 90° .

En las caras laterales de la guía, una ranura alineada con el eje z logrará acoplar la máxima potencia. Dicha ranura puede ser girada para reducir el nivel de acoplo.

2. **Líneas Microstrip:** La ranura se sitúa en el plano de masa y la línea microstrip acaba en circuito abierto a una distancia $\lambda/4$ de la ranura [Figura 2.30].

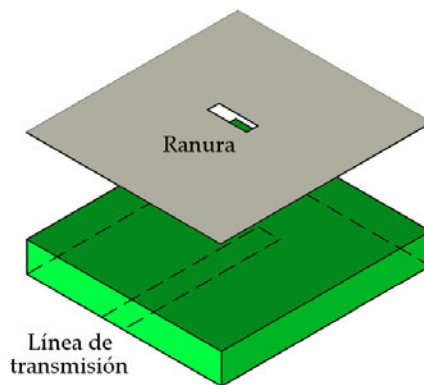


Figura 2.30: Alimentación de una ranura por medio de una línea microstrip.

2.5.2 Parches

Inicialmente, las líneas microstrip no fueron concebidas para disipar demasiada potencia en forma de radiación. No obstante como ya se ha visto, es inevitable que esto suceda, es por ello que se aprovecha dicha radiación y surge una nueva aplicación para este tipo de línea: la antena microstrip.

Los parches radiantes son una extensión de las antenas microstrip. Un parche (*patch*) es una línea microstrip de dimensiones comparables a λ situada sobre un sustrato que se apoya sobre el plano de masa. La forma y dimensiones del parche se eligen de manera que la potencia disipada lo haga en el modo de radiación deseada.

En cuanto a la forma, los parches microstrip más comunes son cuadrados, rectangulares y circulares; aunque también se pueden encontrar de otras geometrías como triangulares o elípticos entre otros.

La mayor desventaja de esta clase de elemento radiante es su estrecho ancho de banda. Para aumentar este parámetro se utilizan técnicas de diseño más avanzadas, como apilar varios parches a frecuencias de resonancia próximas obteniendo en su conjunto una antena con mayor ancho de banda.

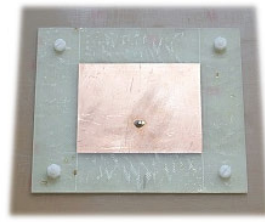
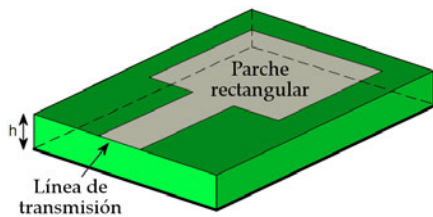


Figura 2.31: Parche microstrip rectangular.

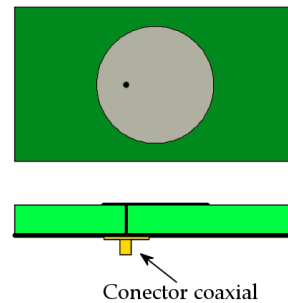
2.5.2.1 Alimentación de parches

Los parches se pueden alimentar de distintas maneras:

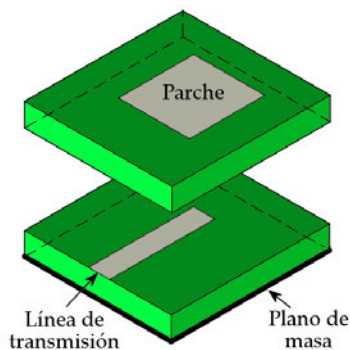
- Línea microstrip en el mismo plano del parche [Figura 2.32a].
- A través de una sonda coaxial vertical como se explicó en el apartado 2.4.1.1. Ver Figuras 2.26 y 2.32b.
- Acoplamiento por proximidad de estructuras de varias capas [Figura 2.32c].
- Acoplamiento por ranura entre la línea y el parche [Figura 2.32d].



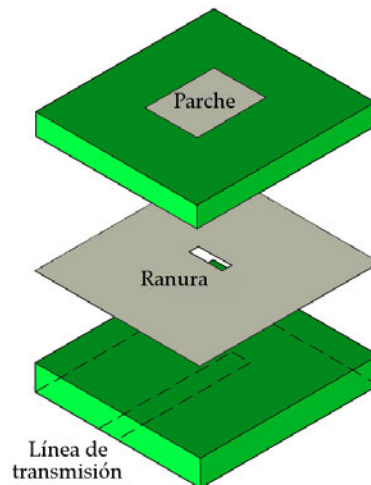
(a) Línea de transmisión en el mismo plano



(b) Sonda coaxial vertical



(c) Acoplamiento por proximidad



(d) Acoplamiento por ranura

Figura 2.32: Formas de alimentar un parche.

2.6 ARRAYS DE ANTENAS

El diagrama de radiación de un solo elemento es relativamente ancho y ofrece un bajo nivel de ganancia. La mayoría de las aplicaciones para comunicaciones a larga distancia requieren antenas de alta ganancia y gran directividad. Para lograr estos requisitos existen dos opciones: aumentar el tamaño de la antena o mediante el acoplamiento de varios elementos radiantes.

Eligiendo la segunda opción, aparece el concepto de array. Un array consiste en la disposición de varios elementos radiantes iguales, que mediante el acoplo entre ellos, consiguen que la antena en su conjunto logre los objetivos de diseño.

Según la distribución de los elementos que componen un array se puede hacer la siguiente clasificación:

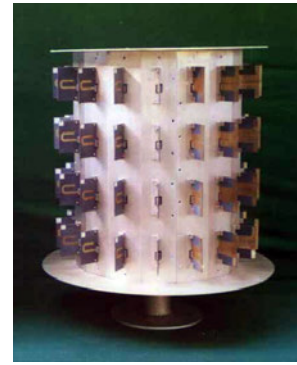
- **Array lineal:** Elementos dispuestos sobre una línea recta [Figura 2.33a].
- **Array plano:** Elementos dispuestos bidimensionalmente sobre un plano [Figura 2.33b].
- **Array conformado:** Elementos dispuestos sobre una superficie curva [Figura 2.33c].



(a) Array lineal de ranuras



(b) Array plano de parches



(c) Array conformado

Figura 2.33: Tipos antenas de array.

Un array queda definido por:

- Vectores de posición: $\vec{r}_i = x_i \cdot \hat{x} + y_i \cdot \hat{y} + z_i \cdot \hat{z}$
- Corrientes de alimentación: I_i
- Diagrama de radiación del elemento unitario en el centro de coordenadas: $\vec{E}_e(\theta, \phi)$

El campo radiado por un elemento 'i' se calcula en (2.41):

$$\vec{E}_i(\theta, \phi) = \vec{E}_e(\theta, \phi) \frac{I_i}{I_0} e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_i} = \vec{E}_e(\theta, \phi) A_i \cdot e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_i} \quad (2.41)$$

$$A_i = \frac{I_i}{I_0} \quad (2.42)$$

$$\hat{r} = (\sin \theta \cdot \cos \phi \cdot \hat{x} + \sin \theta \cdot \sin \phi \cdot \hat{y} + \cos \theta \cdot \hat{z}) \quad (2.43)$$

I_0 es la corriente de entrada del array, A_i se denomina coeficiente de alimentación complejo y \hat{r} es el vector unitario de radiación.

El campo radiado por el array se calcula como la suma de los campos radiados por cada uno de los elementos por separado:

$$\vec{E}_A(\theta, \phi) = \sum_i \vec{E}_i(\theta, \phi) = \vec{E}_e(\theta, \phi) \cdot \sum_{i=1}^N A_i \cdot e^{jk_0 \hat{r} \vec{r}_i} = \vec{E}_e(\theta, \phi) \cdot F_A(\theta, \phi) \quad (2.44)$$

$F_A(\theta, \phi)$ es el **Factor de Array (FA)**:

$$F_A(\theta, \phi) = \sum_{i=1}^N A_i e^{jk_0 \hat{r} \vec{r}_i} \quad (2.45)$$

El diagrama de radiación conjunto del array se controla mediante 5 parámetros básicos:

- Posición geométrica de los elementos en el array.
- Posición relativa entre los elementos.
- Amplitud de la alimentación de cada elemento.
- Fase de la alimentación de cada elemento.
- Diagrama de radiación del elemento unitario.

2.6.1 Arrays lineales

Los elementos se ubican sobre una línea recta. Existen dos tipos de arrays lineales dependiendo de la separación entre elementos: equiespaciados y no equiespaciados.

El Factor de Array de un array lineal de N elementos equiespaciados una distancia d dispuestos sobre el eje z es:

$$\left. \begin{array}{l} \vec{r}_i = i \cdot d \hat{z} \rightarrow \hat{r} \cdot \vec{r}_i = i \cdot d \cdot \cos \theta \\ A_i = a_i \cdot e^{j\alpha_i} \end{array} \right\} F_A(\theta, \phi) = \sum_{i=0}^{N-1} A_i \cdot e^{jk_0 \hat{r} \vec{r}_i} = \sum_{i=0}^{N-1} a_i \cdot e^{j(i \cdot k_0 \cdot d \cdot \cos \theta + \alpha_i)} \quad (2.46)$$

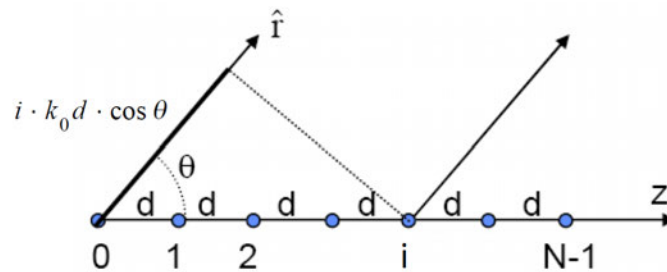


Figura 2.34: Array lineal de N elementos equiespaciados una distancia d .

A la hora de excitar los elementos de un array, las formas más comunes son las siguientes:

- Fase progresiva: $A_i = a_i \cdot e^{j(i \cdot \alpha)}$
- Uniforme en amplitud y fase: $A_i = 1 \quad \forall i$
- Uniforme en amplitud y fase progresiva: $A_i = e^{j(i \cdot \alpha)}$
- Amplitud simétrica y decreciente del centro al borde.
- Amplitud basada en series de Taylor, etc.

2.6.2 Arrays planos

En este tipo de arrays los elementos se disponen en una matriz de dos dimensiones. Los arrays planos son más flexibles que los lineales ya que permiten obtener diagramas de radiación que apuntan a cualquier dirección del espacio.

En la Figura 2.35 se presenta el esquema de un array plano rectangular de $M \times N$ elementos equiespaciados tanto en x (d_x) como en y (d_y). Su Factor de Array es el siguiente:

$$F_A(\theta, \phi) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} A_{mn} \cdot e^{jmk_0 d_x \sin \theta \cos \phi} \cdot e^{jnk_0 d_y \sin \theta \sin \phi} \quad (2.47)$$

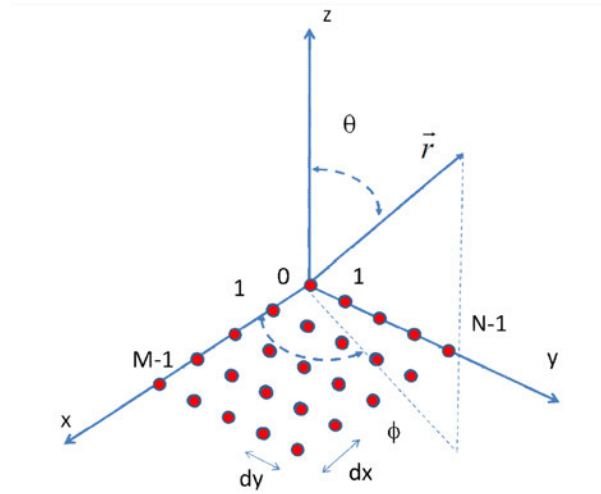


Figura 2.35: Array plano de $M \times N$ elementos equiespaciados sobre el plano XY.

2.6.3 Phased arrays

Un *phased array* o array de exploración, es aquel array lineal o plano en el que se varían las fases de alimentación relativas a cada elemento para controlar el diagrama de radiación conjunto.

De esta forma, variando el desfase progresivo α en un array lineal, es posible hacer un barrido en todo un plano ϕ . De igual modo, variando los desfases progresivos de cada eje (α_x y α_y) en un array plano, se puede barrer todo el espacio. Ese tipo de antenas son muy utilizadas para construir sistemas de radar [Figura 2.36].



Figura 2.36: Radar construido con phased arrays PAVE PAWS en Alaska.

El Factor de Array de una red plana cuyos elementos se excitan con amplitudes reales y positivas y fases progresivas, se calcula como el producto entre Factor de Array del plano X y el Factor de Array del plano Y, siendo ambos independientes (2.48).

$$\left. \begin{aligned} A_{mn} &= a_m \cdot e^{jm\alpha_x} \cdot a_n \cdot e^{jn\alpha_y} \\ \Psi_X &= k_0 \cdot d_x \sin \theta \cos \phi + \alpha_x \\ \Psi_Y &= k_0 \cdot d_y \sin \theta \sin \phi + \alpha_y \end{aligned} \right\} F_A(\Psi_X, \Psi_Y) = \left[\sum_{m=0}^{M-1} a_m \cdot e^{jm\Psi_X} \right] \cdot \left[\sum_{n=0}^{N-1} a_n \cdot e^{jn\Psi_Y} \right]$$

$$F_A(\Psi_X, \Psi_Y) = F_{A_X}(\Psi_X) \cdot F_{A_Y}(\Psi_Y) \quad (2.48)$$

El punto débil de los phased arrays es que resulta imposible dirigir correctamente el haz de radiación hacia ángulos próximos al plano donde están los elementos radiantes. Para lograr una cobertura de 360°, es necesario colocar 3 arrays en las paredes de una estructura piramidal [Figura 2.36].

2.7 HERRAMIENTAS DE DISEÑO Y SIMULACIÓN

2.7.1 CST Microwave Studio

El software *CST Microwave Studio* (CST MWS) es una herramienta especializada en la simulación en 3D de campos electromagnéticos de componentes de alta frecuencia. El grupo RFCAS de la Escuela Politécnica Superior de la UAM dispone de la versión de 2010. Esta ha sido la principal herramienta utilizada para el desarrollo de este PFC.



CST MWS permite el rápido y preciso análisis de dispositivos como antenas, filtros, acopladores, estructuras multicapa y efectos de integridad de señal (SI) y compatibilidad electromagnética (EMC). Gracias a su amplio rango de aplicación y sus múltiples tecnologías disponibles, *CST Microwave Studio* brinda al usuario de una gran flexibilidad a la hora de realizar sus diseños.

Asimismo CST es capaz de importar y exportar archivos CAD. De esta forma se pueden importar diseños ya desarrollados en otras aplicaciones como ADS, así como exportar los ya finalizados para generar planos de fabricación con AutoCAD o programas similares. Esta característica resulta esencial para poder fabricar un prototipo del dispositivo diseñado.

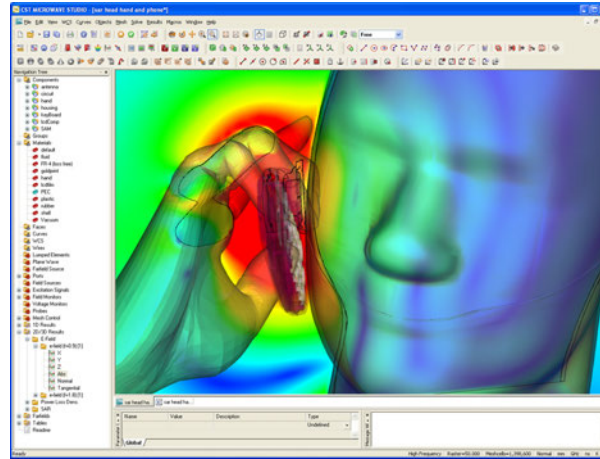


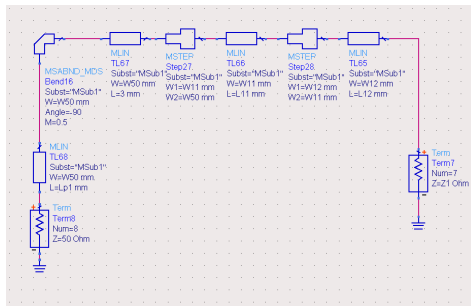
Figura 2.37: Entorno de desarrollo CST.

2.7.2 Advanced Design System (ADS)

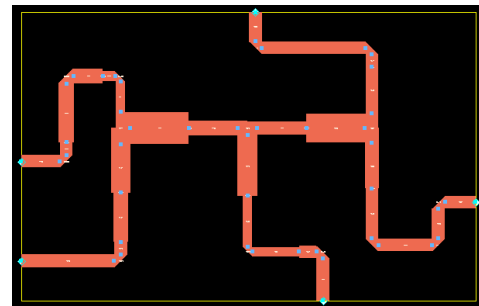


Advanced Design System (ADS) es un programa de diseño y simulación circuital de dispositivos de radiofrecuencia, microondas y aplicaciones digitales de alta velocidad. Esta aplicación es desarrollada por Agilent Technologies y la versión utilizada en este PFC es de 2008, disponible en el grupo RFCAS de la Escuela Politécnica Superior de la UAM.

El entorno de desarrollo ADS posee un gran número de librerías para diseñar los circuitos a alta frecuencia. La forma de representar los resultados de la simulación puede ser libremente personalizada por el usuario. También es capaz de generar *Layouts* o 'planos' de los circuitos, de manera que el usuario examine el resultado físico del diseño a partir de los elementos que lo componen.



(a) Circuito esquemático



(b) Layout

Figura 2.38: Entorno de desarrollo ADS.

Por último destacar que el programa también posibilita la importación y exportación de otro tipo de archivos como CAD, TOUCHSTONE, etc. De nuevo, esta propiedad es vital para generar archivos Gerber ⁶ necesarios para la construcción de circuitos impresos en la Escuela Politécnica Superior de la UAM.

⁶Formato de impresión creado por Gerber System Corporation.

2.7.3 Ensemble 1D Array Synthesis

El software *Ensemble 1D Array Synthesis (EnsSyn)* es una herramienta muy útil y sencilla para obtener los requerimientos iniciales de arrays lineales 1D:

- Número de elementos
- Espaciado entre elementos
- Coeficientes de excitación de cada elemento

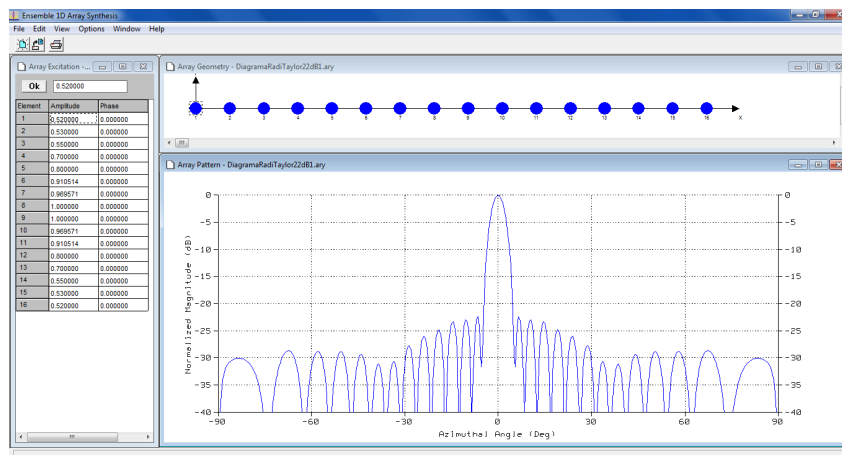


Figura 2.39: Entorno de desarrollo *Ensemble 1D Array Synthesis*.

Como se puede observar en la Figura 2.39, el entorno de desarrollo *EnsSyn* presenta el diagrama de radiación normalizado (abajo), un esquema de los elementos que componen el array (arriba) y la amplitud y fase de los coeficientes de alimentación de cada elemento (izquierda). El usuario puede variar los parámetros anteriormente indicados hasta obtener el diagrama de radiación deseado.

2.7.4 Ansoft Ensemble 8.0 Maxwell



Ansoft Ensemble 8.0 Maxwell es una versión antigua (2001) de un software especializado en la simulación de campos electromagnéticos.

Este software ha sido útil para desarrollar una primera aproximación de los parches radiantes gracias a su menor tiempo de simulación comparado con otros programas similares utilizados en este proyecto. Dichos programas reflejan resultados mucho más completos, exactos y fidedignos, pero tardan mucho más tiempo en simular.

3

Diseño de antenas

3.1 INTRODUCCIÓN

En el presente capítulo se explicará el diseño de la antena llevado a cabo en este Proyecto Fin de Carrera. En primer lugar, se realizará una breve descripción la estructura global de la antena completa. Tras esto, se presentará con mayor detalle el desarrollo de las dos partes principales del diseño: el array de alimentación y los elementos radiantes. Finalmente se llevará a cabo la integración de ambas partes en la antena completa y se presentarán los resultados de las simulaciones. El diseño de la transición de alimentación y la construcción y medida de un prototipo se describirán en capítulos posteriores.

3.2 ESTRUCTURA GLOBAL

En este PFC se llevará a cabo el diseño de una antena consistente en un array lineal de parches sobre una guía de onda rectangular, que trabajará en las frecuencias comprendidas entre 11 y 12 GHz (banda X según Tabla 2.2) y con una polarización lineal.

La guía de onda rectangular forma la llamada red de alimentación que, mediante una serie de líneas de acoplo internas, transfiere la señal a cada uno de los elementos radiantes. Estos elementos han sido diseñados por separado de las líneas de acoplo, y más tarde integrados en la estructura completa para un ajuste final. En la Figura 3.1 se presenta el aspecto final de la antena que se diseñará en este documento.

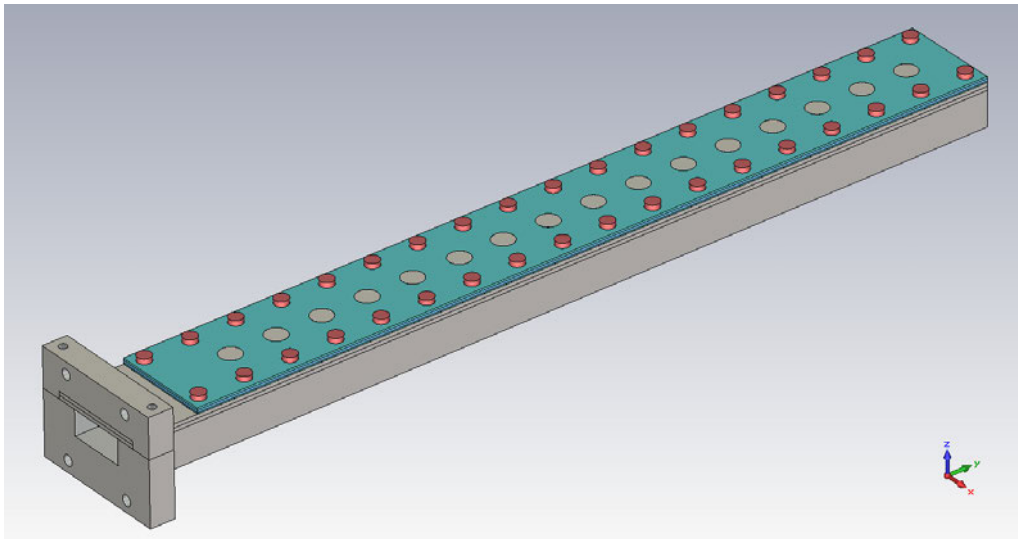


Figura 3.1: Apariencia de la antena completa en el programa de simulación CST.

El procedimiento seguido para el diseño de la antena consta principalmente de los siguientes pasos.

- Caracterización de la guía de onda que contiene las líneas de acoplo.
- Caracterización de las líneas de acoplo y elaboración de un estudio de acoplos para diferentes tamaños de línea.
- Diseño de las líneas de alimentación de cada elemento así como su agrupación en el array de alimentación.

- Diseño del elemento radiante: parche microstrip y líneas de compensación de fase.
- Integración de los elementos radiantes con el array de alimentación.
- Compensación de los efectos de acoplamiento mutuo indeseados que se producen al integrar todo. Realizada gracias al modelo de compensación de campo eléctrico cercano.

Posteriormente, se diseñarán varias transiciones para alimentar la antena. Es de vital importancia conseguir una buena transición que ofrezca la mejor adaptación posible a su entrada, así en las posteriores medidas se obtendrán los parámetros reales de la propia antena.

3.3 DISEÑO DE LA GUÍA DE ONDA

En este apartado se diseñará la guía de onda rectangular que servirá de alimentación de los elementos radiantes. Como se presentó en el apartado 2.3.2.1, los parámetros de diseño de una guía rectangular son: su anchura a , su altura b y el dieléctrico (con constante dieléctrica ϵ_r) que se sitúe en su interior. Estos parámetros se eligen en función de la banda de frecuencia de trabajo de la estructura.

3.3.1 Guía rellena de aire

Como punto de partida se ha tomado una guía rectangular rellena únicamente de aire ($\epsilon_r = 1$), cuya altura es menor que su anchura ($b < a$). En este caso, el modo fundamental que se propaga en la guía es el TE_{10} y su frecuencia de corte se calcula según (3.2):

$$f_{c_{mn}} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}, \quad c = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.1)$$

$$\left[TE_{10} : \begin{matrix} m = 1 \\ n = 0 \end{matrix} \right] \rightarrow f_{c_{TE_{10}}} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{1}{a}\right)^2 + \left(\frac{0}{b}\right)^2} = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{1}{a}\right)^2} = \frac{c_0}{2a\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.2)$$

El criterio de diseño de la dimensión a es conseguir que la guía de onda trabaje en monomodo dentro de la banda de frecuencias definida (de 11 a 12 GHz). Por lo tanto la frecuencia de corte del modo TE_{10} ha de estar por debajo de la frecuencia menor de la banda, y las frecuencias de corte de los siguientes modos superiores deben situarse por encima de la frecuencia mayor de la banda. Ambas frecuencias de corte se deben tener un margen extra con la banda de trabajo, sobretodo con los modos superiores. El valor de la anchura de la guía elegido es $a = 18,25 \text{ mm}$, por lo tanto la frecuencia del modo fundamental es:

$$f_{c_{TE_{10}}} = \frac{c_0}{2a\sqrt{\epsilon_r}} = 8,2198 \text{ GHz} \quad (3.3)$$

donde $a = 18,25 \text{ mm}$ y $\epsilon_r = 1$.

Por otro lado, la dimensión b no afecta prácticamente a efectos de propagación del modo fundamental. Aunque si influye en la propagación de algunos modos superiores, así como posteriormente resulta importante a la hora de rellenar parcialmente la guía de onda con un dieléctrico. Más adelante se explicarán las razones por las que se ha elegido una altura $b = 6,6 \text{ mm}$.

Establecidas las dos dimensiones de la guía de onda con aire en su interior, se calcula su carta de modos [Figura 3.2] a partir de la fórmula (2.34).

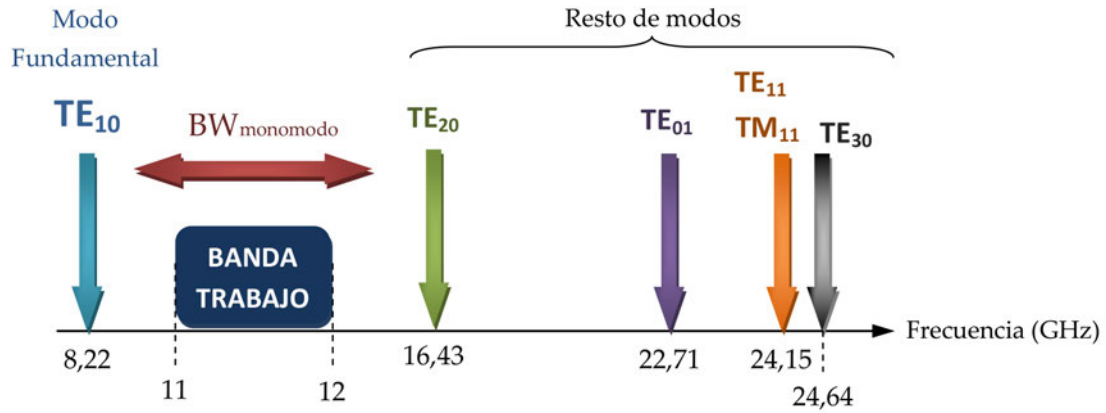


Figura 3.2: Carta de modos de la guía diseñada ($a = 18,25$ mm, $b = 6,6$ mm) con solo aire en su interior.

En la carta se aprecia como la banda de trabajo de este PFC (de 11 a 12 GHz) se encuentra en la región monomodo de la guía diseñada. Existe un espacio de 2,78 GHz entre la frecuencia de corte del modo fundamental y la menor frecuencia de la banda de trabajo, y un espacio de 4,43 GHz entre la mayor frecuencia de la banda de trabajo y la frecuencia de corte del primer modo superior. Con estos márgenes, se considera que la guía operará en monomodo y que el primer modo superior no afectará a su funcionamiento.

3.3.2 Guía rellena parcialmente de material dieléctrico

Para lograr el acoplamiento de señal necesario de cada elemento, se introducirán en el interior de la guía líneas microstrip que consigan este efecto. La tecnología microstrip (ver 2.4) necesita un sustrato de material dieléctrico que sirva de soporte físico del cobre que forma las líneas y el plano de masa. De esta forma, el interior de la guía de onda quedará parcialmente relleno de un material dieléctrico. En cuanto a su ubicación, el sustrato ocupará todo el ancho a de la guía descrita en 3.3.1 e irá colocado en su parte superior.

Después de un estudio de acoplamientos realizando simulaciones en CST de los distintos sustratos disponibles en el grupo RFCAS, se ha elegido el TACONIC TLX-9 [8] de PTFE¹, con constante dieléctrica $\epsilon_r = 2,5$ y grosor de 1,575 mm. Las razones de su elección son sus bajas pérdidas, su baja constante dieléctrica (muy parecida con el aire) y su grosor suficiente para alcanzar los acoplamientos necesarios de cada elemento.

Con esta nueva estructura de dos materiales de distinta constante dieléctrica ($\epsilon_r = 2,5$ y $\epsilon_r = 1$), los modos que se propagan por ella ya no son TE o TM puros, sino los llamados **modos híbridos**.

¹PTFE: Politetrafluoroetileno, más conocido como Teflón.

3.3.2.1 Modos híbridos

En algunas configuraciones como la que se propone en este PFC, con guías de onda parcialmente rellenas o con combinación de distintos materiales, los modos TE y TM no son capaces de satisfacer las condiciones de contorno de dichas estructuras. Los nuevos modos propagados (o soluciones de la ecuación de ondas) en este tipo de sistemas son combinaciones de los anteriores y se conocen como **modos híbridos** o modos **LSE (Longitudinal Section Electric)** o **LSM (Longitudinal Section Magnetic)** [9].

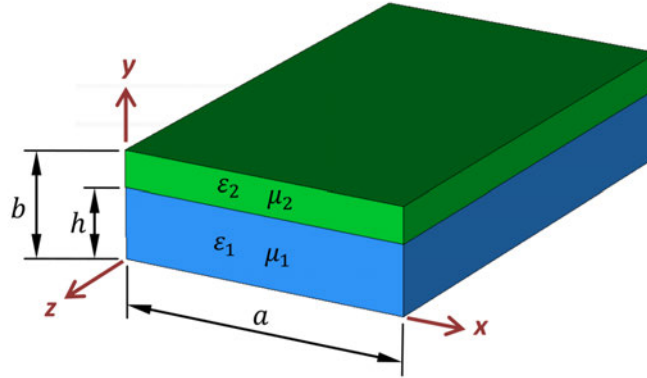


Figura 3.3: Geometría de una guía de onda rellena con dos materiales dieléctricos distintos.

En la Figura 3.3 se presenta el caso particular que se tiene en este proyecto, en el cual el modo propagado en la dirección z será LSM^y . La notación y indica que la discontinuidad se produce en el eje y (la superficie de contacto entre los materiales es perpendicular a y). Este modo LSM^y se define sin componente magnética en dicho eje ($H_y = 0$), siendo el resto de componentes no nulas ($E_x, E_y, E_z, H_x, H_z \neq 0$).

Como se puede ver, el modo LSM^y hace que el campo eléctrico en la componente z ya no sea nulo ($E_z \neq 0$). Gracias a esto, el acoplamiento de señal en cada elemento se produce por dos razones:

- La vía metálica acopla potencia de la componente E_y (igual que con solo el modo TE_{10}).
- Las líneas microstrip dispuestas longitudinalmente acoplan potencia de la componente E_z generada por el modo LSM^y .

Toda esta potencia será transmitida a la estructura de doble parche superior a través de la vía. La frecuencia de corte del nuevo modo LSM^y se encuentra entre las dos frecuencias que se obtendrían si se rellena completamente la guía con cada uno de los dos materiales ($\epsilon_{r1} = 1$ y $\epsilon_{r2} = 2,5$):

$$\frac{c_0}{2a\sqrt{\mu_{r2}\epsilon_{r2}}} \leq f_{c_{\text{LSM}^y_{10}}} \leq \frac{c_0}{2a\sqrt{\mu_{r1}\epsilon_{r1}}} \quad (3.4)$$

Para calcular este nuevo valor es necesario obtener la constante dieléctrica efectiva $\epsilon_{r_{\text{eff}}}$ que hay en el interior de la guía. Con esos datos se podría calcular también la constante de propagación β de la guía. Todo esto se puede hacer más fácilmente mediante el Método de Resonancias Transversales (*Transverse Resonance Method*) propuesto en [9].

Transverse Resonance Method (TRM)

El TRM es una técnica que permite obtener la constante de propagación de estructuras en guía de onda compuestas. El método consiste en tomar la sección transversal de la guía como un sistema de líneas de transmisión. Los campos en esta estructura deben satisfacer la ecuación de ondas transversal, dando lugar a las constantes de propagación de la guía.

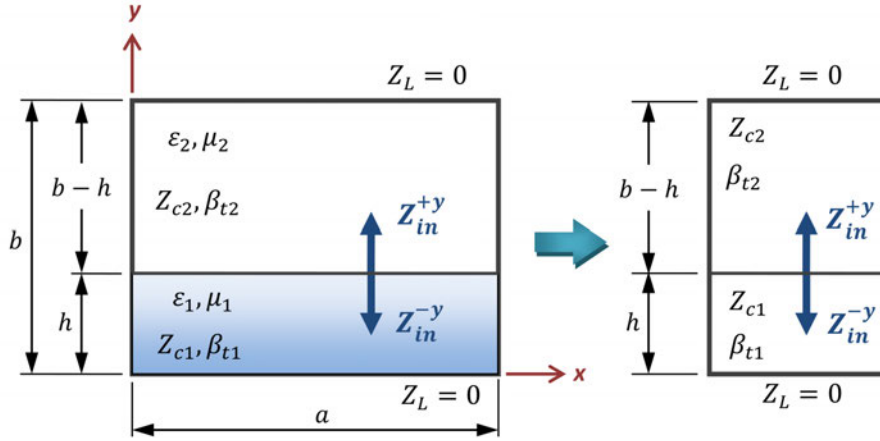


Figura 3.4: Sección transversal de una guía rectangular y su equivalencia en líneas de transmisión para el TRM (*Transverse Resonance Method*).

La estructura presentada en la Figura 3.4 se modela como un espacio bidimensional (x, y) en el que se tienen dos líneas de transmisión, cada una definida por sus propiedades (constante dieléctrica ϵ y magnética μ , impedancia característica Z_c y número de onda β_t). Cada línea de transmisión está cortocircuitada en su carga ($Z_L = 0$). Los 2 materiales que se van a usar en este PFC (aire y teflón), tienen una permeabilidad magnética relativa igual a 1 ($\mu_r = 1$).

Continuando el procedimiento descrito en [9], se obtiene el valor de la constante dieléctrica efectiva $\epsilon_{r_{\text{eff}}}$, así como la frecuencia de corte del modo LSM_{10}^y :

$$\epsilon_{r_{\text{eff}}} = 1,177 \quad (3.5)$$

$$f_{c_{\text{LSM}_{10}^y}} = \frac{c_0}{2a\sqrt{\mu_r \epsilon_{r_{\text{eff}}}}} = 7,576 \text{ GHz} \quad (3.6)$$

Como ocurre en el caso de la línea microstrip (apartado 2.4), la constante dieléctrica efectiva es la equivalente que se obtiene como la contribución de ambos materiales. Con estos datos, se puede calcular la constante de propagación de la estructura a 11,5 GHz:

$$\beta_z = 196,8 \quad (1/\text{m}) \quad (3.7)$$

En la Figura 3.5 se presentan las constantes de propagación obtenidas en cada caso si la estructura estuviese únicamente rellena por los siguientes dieléctricos: $\epsilon_r = 1$, $\epsilon_r = 2,5$ y $\epsilon_{r_{\text{eff}}} = 1,177$. Las constantes aparecen normalizadas a la frecuencia de corte de la estructura calculada en (3.6). Los resultados del modo LSM_{10}^y están comprendidos entre las otras dos situaciones de referencia. Como era de esperar, el resultado está más cerca del caso de la guía rellena de aire dada la relación dieléctrico-aire en su interior.

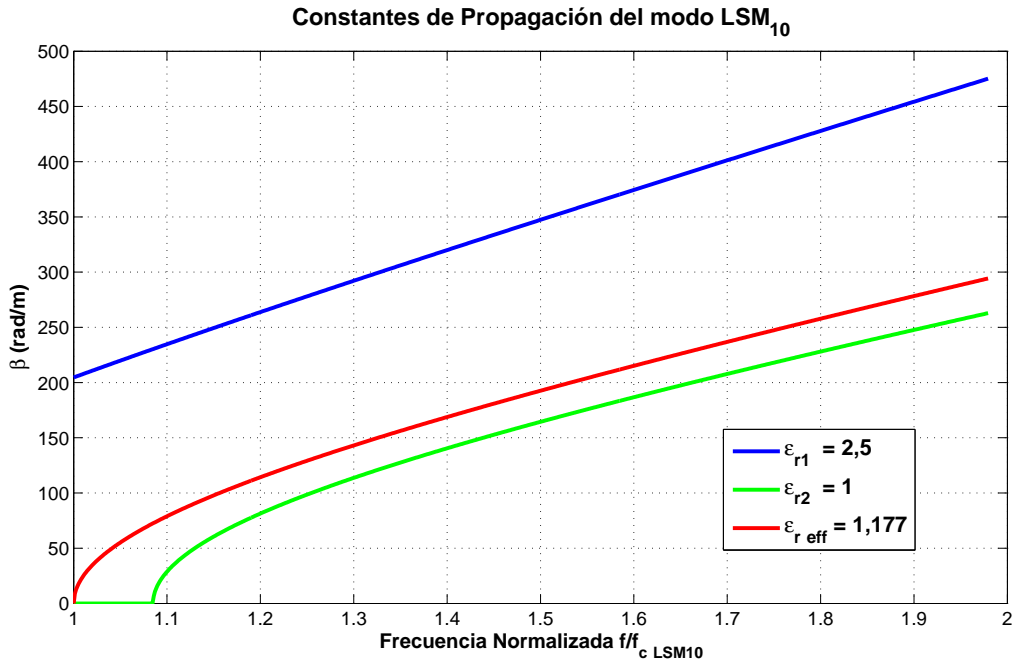


Figura 3.5: Constantes de propagación para diferentes constantes dieléctricas en la estructura.

3.3.2.2 Consideraciones finales

La peculiar estructura del interior de la guía de onda, hace que se deban tener en cuenta una serie de aspectos para continuar con el diseño.

A efectos prácticos, se puede considerar que la guía está rellena completamente de un material dieléctrico de constante dieléctrica calculada previamente (sec. 3.3.2.1), teniendo en cuenta la singular estructura propuesta. Dicha constante dieléctrica es la llamada efectiva ($\epsilon_{r \text{ eff}}$).

Por este motivo, el modo híbrido LSM^y generado, se puede aproximar a un modo TE₁₀ que se propaga por la guía rellena completamente del dieléctrico efectivo. Esto permite obtener algunas características interesantes de la guía muy útiles para el diseño.

Con la guía de onda completamente definida y haciendo uso de (2.34), se procede a calcular las frecuencias de corte de los modos que se propagarán por ella:

$$f_{c_{\text{TE}_{10}}} = \frac{c_0}{2a\sqrt{\epsilon_{r \text{ eff}}}} = 7,576 \text{ GHz} \quad (3.8)$$

$$f_{c_{\text{TE}_{20}}} = \frac{c_0}{a\sqrt{\epsilon_{r \text{ eff}}}} = 15,152 \text{ GHz} \quad (3.9)$$

$$f_{c_{\text{TE}_{01}}} = \frac{c_0}{2b\sqrt{\epsilon_{r \text{ eff}}}} = 20,949 \text{ GHz} \quad (3.10)$$

$$f_{c_{\text{TE}_{11}, \text{TM}_{11}}} = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_{r \text{ eff}}}} \sqrt{\left(\frac{1}{a}\right)^2 + \left(\frac{1}{b}\right)^2} = 22,277 \text{ GHz} \quad (3.11)$$

$$f_{c_{\text{TE}_{30}}} = \frac{3c_0}{2a\sqrt{\epsilon_{r \text{ eff}}}} = 22,728 \text{ GHz} \quad (3.12)$$

La Figura 3.6 muestra la carta de modos a partir de las frecuencias de corte obtenidas:

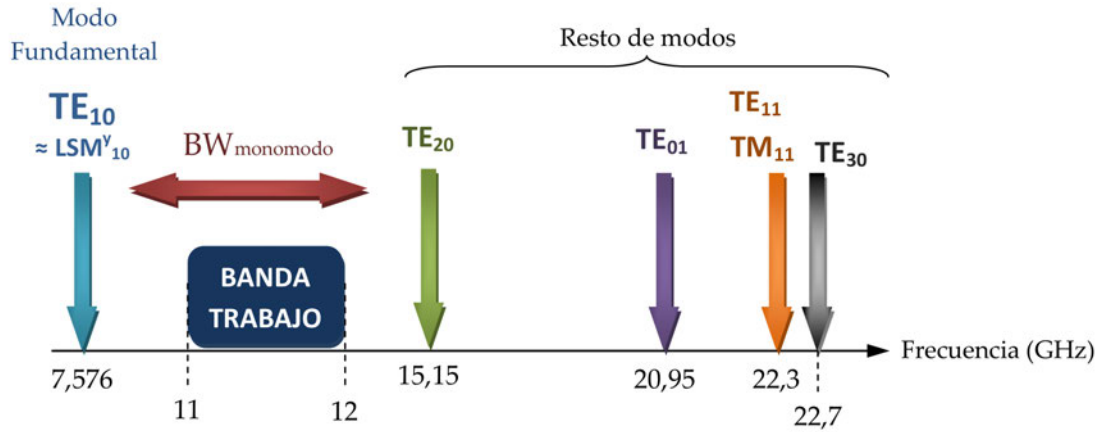


Figura 3.6: Carta de modos de la guía diseñada ($a = 18,25$ mm, $b = 6,6$ mm) rellena de material dieléctrico con constante efectiva $\epsilon_{r\text{eff}}$.

En la carta se aprecia como la banda de trabajo (de 11 a 12 GHz) se encuentra en la región monomodo de la guía. Existe un espacio de 3,424 GHz entre la frecuencia de corte del modo fundamental ($\text{TE}_{10} \approx \text{LSM}_{10}^y$) y la menor frecuencia de la banda de trabajo, y un espacio de 3,15 GHz entre la mayor frecuencia de la banda de trabajo y la frecuencia de corte del primer modo superior (TE_{20}). Con estos márgenes, se considera que la guía operará en monomodo y que el primer modo superior no afectará en su funcionamiento.

La longitud de onda de la guía asociada al modo fundamental es:

$$\lambda_{g\text{TE}_{10}} = \frac{\lambda_0 / \sqrt{\epsilon_{r\text{eff}}}}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{c\text{TE}_{10}}}{f_0}\right)^2}} = 31,96 \text{ mm} \quad (3.13)$$

donde $f_0 = 11,5$ GHz es la frecuencia central de trabajo y $\lambda_0 = 26,09$ mm su longitud de onda.

PARÁMETRO	VALOR
a	18,25 mm
b	6,6 mm
Grosor TLX-9	1,575 mm
$\tan \delta$ (TLX-9 a 11,5 GHz)	0,0019
$\epsilon_{r\text{eff}}$	1,177
$f_{c\text{TE}_{10}}$	7,576 GHz
$f_{c\text{TE}_{20}}$	15,152 GHz
$\lambda_{g\text{TE}_{10}}$	31,96 mm

Tabla 3.1: Resumen de los parámetros principales de la guía de onda de este PFC.

3.4 DISEÑO DEL ARRAY LINEAL

En esta sección se explicarán todos los detalles del diseño del array lineal. En primer lugar, se presentará la estructura de acoplo de cada elemento y un estudio de su capacidad de acoplamiento. A continuación, se establecerán las características generales del array completo en función de los resultados obtenidos en el estudio de acoplamiento. Tras esto, se expondrá la forma de unir todos los elementos en el array lineal, así como el diseño de los elementos radiantes y del último elemento de la agrupación.

3.4.1 Diseño de las líneas de acoplamiento

El diseño de las líneas de acoplamiento es de gran importancia. Es necesario transferir a cada elemento radiante la exacta potencia necesaria en cada caso. Asimismo, en los arrays alimentados por solo un extremo esta tarea es especialmente difícil: cualquier comportamiento inesperado en un elemento afecta muy negativamente a los siguientes elementos del array.

3.4.1.1 Estructura

La estructura del sistema de acoplamiento utilizado en este proyecto se basa en los diseños propuestos anteriormente en [10], [11], [12] y [13]. La forma de acoplar el campo que se propaga por la guía de onda se consigue mediante *pines*² metálicos de igual longitud conectados a líneas microstrip horizontales. Los pines metálicos conectan las líneas con los elementos radiantes que estarán en el exterior por encima de la guía. Este nuevo sistema de acoplamiento simplifica considerablemente el proceso de fabricación en comparación con otras alternativas.

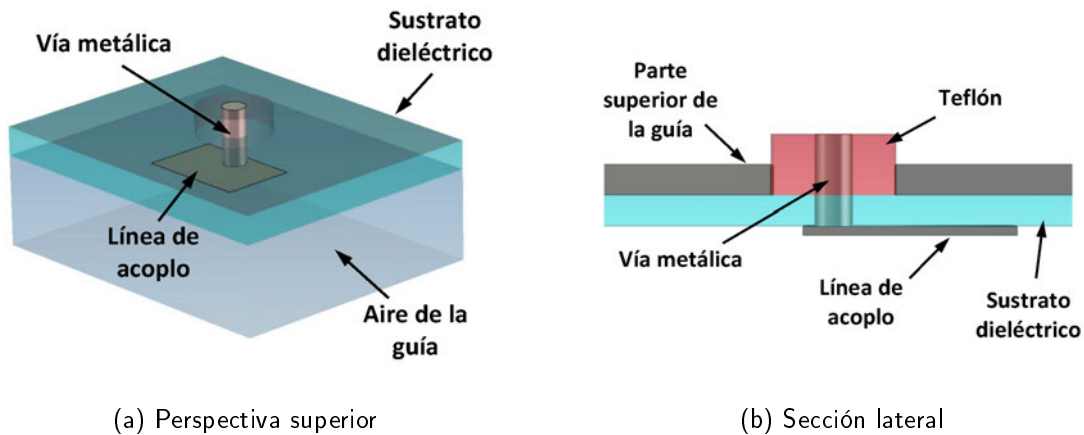


Figura 3.7: Estructura de acoplamiento.

En la Figura 3.7 se presenta con detalle la estructura de acoplamiento de un elemento. En la parte interior de la guía de onda se puede ver la línea microstrip unida a la vía metálica. Esta vía atraviesa el sustrato y, a continuación, queda recubierta por teflón (dieléctrico de $\epsilon_r = 2$ sin pérdidas) formando una estructura coaxial (ver Figura 2.23). El plano de masa de la microstrip se sitúa en la parte superior del sustrato, quedando totalmente en contacto con la zona metálica superior de la guía.

²pines, pequeños cilindros también llamados **vías** en este documento.

Para lograr distintos niveles de acoplamiento de señal en cada elemento del array, se modificarán las dimensiones de cada línea de acoplo (anchura y longitud). Teniendo en cuenta su posterior construcción, es necesario dejar un espacio suficiente entre la vía y los bordes de la línea para realizar una buena soldadura que los una. Dicho margen se establece en **0,25 mm**.

Como ya se ha dicho, la parte superior de la vía va recubierta de teflón constituyendo una estructura coaxial. La razón de este diseño parte de tener la posibilidad de medir cada parte de la antena por separado una vez construida: la estructura de alimentación (guía con líneas de acoplo) por un lado, y los elementos radiantes por otro.

Para hacer la medida, se necesitan conectores coaxiales SMA de montaje en panel [14] que se colocarán en la cara exterior de la parte superior de la guía. El alma de cada conector y su cubierta de teflón se insertarán en el interior de la guía formando la estructura coaxial antes explicada, siendo el alma la vía en sí. El diámetro del alma es $d = 1,26 \text{ mm}$ y el del teflón ($\epsilon_r = 2$) es $D = 4,08 \text{ mm}$. Los conectores pueden operar hasta 18 GHz y tienen una impedancia característica de 50Ω :

$$Z_0^{\text{coax}} = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \log \left(\frac{D}{d} \right) = \frac{138}{\sqrt{2}} \cdot \log \left(\frac{4,08 \text{ mm}}{1,26 \text{ mm}} \right) = 49,8 \Omega \simeq 50 \Omega \quad (3.14)$$

3.4.1.2 Modelo de análisis de 3 puertos

El array lineal de parches propuesto en este PFC permite la posibilidad de diseñar de manera independiente la estructura de alimentación (guía de onda con líneas de acoplo) de los elementos radiantes (estructura de doble parche).

Esta característica resulta particularmente útil, puesto que cada línea de acoplo puede ser caracterizada independientemente: colocando un puerto que conecta la guía de onda con la estructura de parches, se consigue obtener el factor de acoplo de cada elemento del array. En la Figura 3.8 se presenta el modelo de 3 puertos propuesto para cada una de las líneas de acoplo.

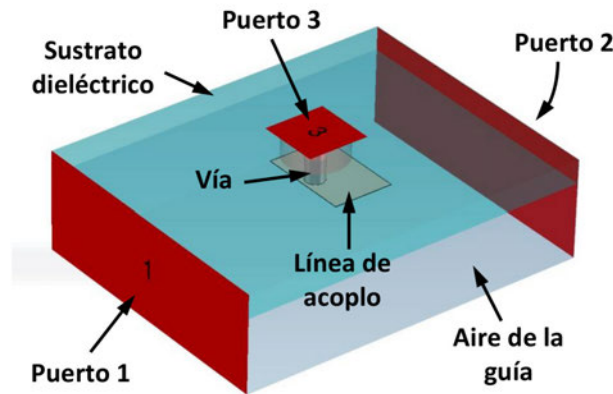


Figura 3.8: Ejemplo de una línea de acoplo con el modelo de 3 puertos.

Este modelo consta de 3 puertos:

- **Puerto 1:** Puerto de entrada de la guía de onda que alimenta el elemento.
- **Puerto 2:** Puerto de salida de la estructura que transfiere la señal restante (no acoplada) al siguiente elemento del array.

- **Puerto 3:** Situado en la parte superior de la vía, la potencia que llega a este puerto es la acoplada por la línea. El puerto incluye el teflón que rodea a dicha vía y parte del conductor superior de la guía. Se trata de un puerto coaxial de impedancia $50\ \Omega$.

Con esta configuración, los parámetros S interesantes para el diseño son los siguientes:

- $S_{1,1}$: Reflexión del elemento completo a su entrada en guía, siempre se buscará un $S_{1,1}$ lo más bajo posible.
- $S_{2,1}$: Transmisión del puerto 1 al 2. Es la potencia no acoplada por la línea que le llegará al siguiente elemento del array.
- $S_{3,1}$: Transmisión de señal desde el puerto 1 hasta el 3. Es el valor que representa la cantidad de potencia acoplada por la línea en cuestión.

3.4.1.3 Estudio de acoplamiento

Con las líneas de acoplo y su modelo de análisis completamente definidos, se procede a la simulación en *CST* de las mismas. El estudio de acoplamiento consiste en averiguar la capacidad de acoplo mínima y máxima de las líneas variando sus dimensiones (tanto longitud como anchura). La Figura 3.9 muestra un ejemplo de este estudio.

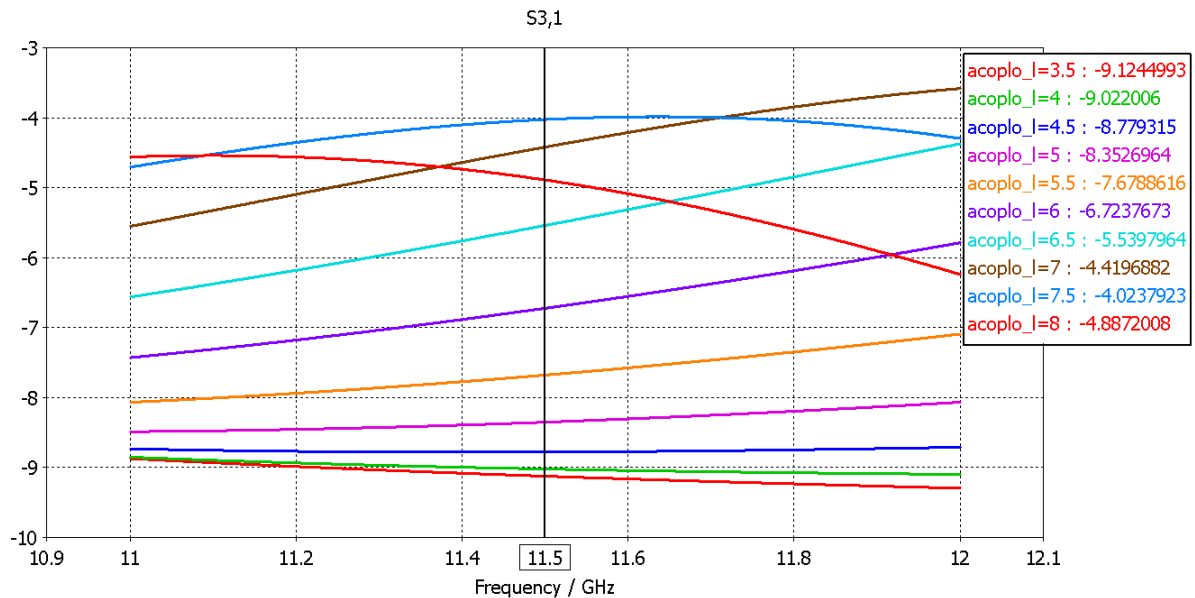


Figura 3.9: Factores de acoplo obtenidos variando la longitud de una línea de anchura 10 mm.

Al realizar las simulaciones se observa que llegar a altos valores de acoplo es relativamente fácil. Sin embargo, las líneas más pequeñas acoplan más potencia de lo que se podría esperar debido al considerable diámetro de la vía y grosor del sustrato. El caso de menor acoplamiento se consigue eliminando la línea, es decir, situando únicamente la vía como estructura de acoplo. El mínimo valor de acoplo obtenido a 11,5 GHz es: $S_{3,1} = -14,1787\ \text{dB}$ [Figura 3.10].

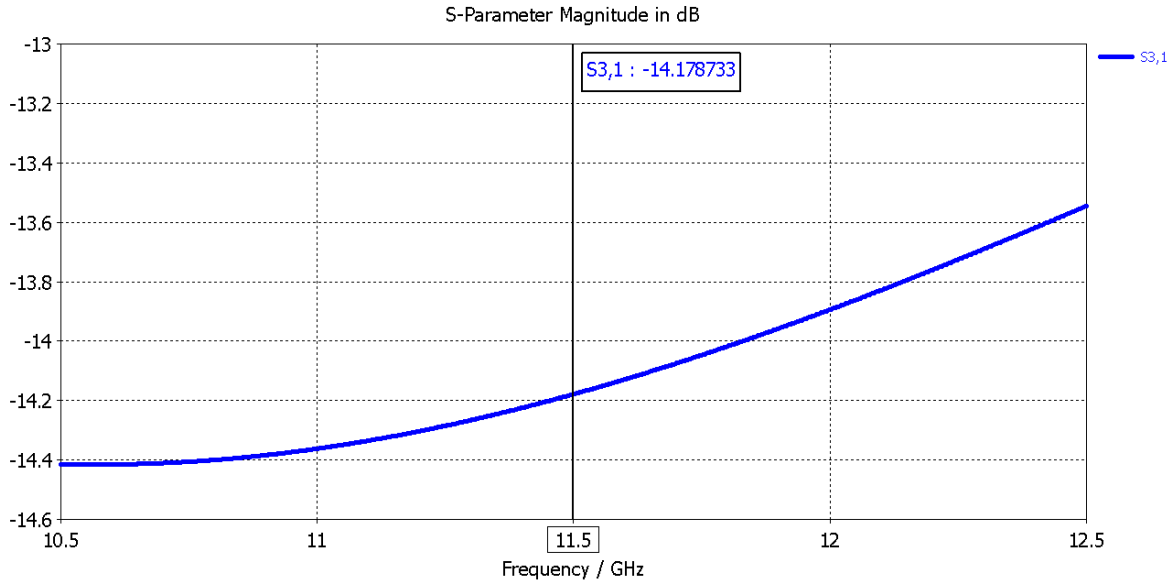


Figura 3.10: Mínimo factor de acoplo. Obtenido eliminando la línea de acoplo y situando únicamente la vía metálica.

3.4.1.4 Alimentación por onda progresiva

En antenas alimentadas por uno de sus extremos, como el diseño propuesto en este PFC, la señal se propaga a lo largo de la estructura entregando potencia a cada uno de los distintos elementos radiantes. Este fenómeno se conoce como alimentación por onda progresiva.

Cada línea acopla una cierta cantidad de la potencia total de la señal. De esta forma, cada vez que la señal pasa a través de un elemento, la potencia restante es menor que antes de pasar por él. Como consecuencia, las líneas de acoplo serán cada vez mayores dado que tienen que acoplar más cantidad de la potencia restante.

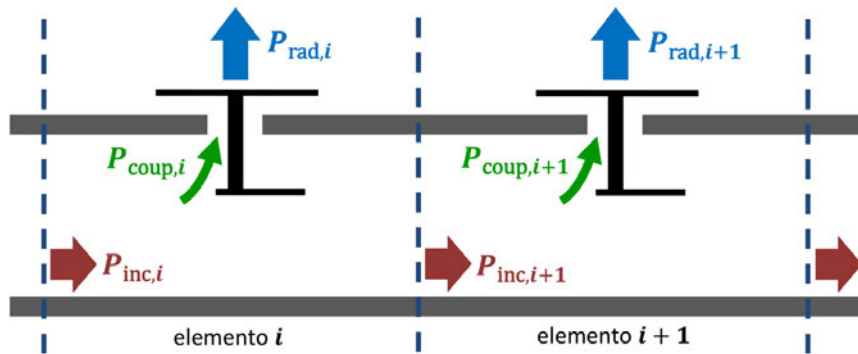


Figura 3.11: Modelo de propagación de la onda progresiva a lo largo de la guía de onda.

Como la reflexión de cada elemento individual es muy buena, se considera que no existe reflexión a su entrada. De esta manera, la potencia disponible en el elemento $i + 1$ ($P_{inc,i+1}$) es la potencia a la entrada del elemento i ($P_{inc,i}$) menos la acoplada por la línea de dicho elemento i ($P_{coup,i}$):

$$P_{inc,i+1} = P_{inc,i} - P_{coup,i} \quad (3.15)$$

3.4.2 Características generales

A la hora de continuar con el diseño del array lineal, se deben decidir las características principales del mismo: número de elementos, función de alimentación (amplitudes y fases) de los elementos, terminación del array, etc.

En primer lugar, se escoge el número de elementos que tendrá la agrupación. Parte del objetivo de este PFC es comparar los resultados obtenidos con otros trabajos desarrollados previamente en el grupo RFCAS. Por esta razón, se decide que el array esté compuesto por **16 elementos**.

El siguiente paso es escoger la distribución de alimentación de amplitudes que tendrán los 16 elementos. En trabajos similares anteriores a este PFC, se tienen dos tipos de distribuciones: Taylor simétrica con SLL de -26 dB (con potencia residual del 2 %) y uniforme (SLL de -13 dB). En cualquier caso, la función de alimentación vendrá dada por las características propias de la estructura concreta que se esté diseñando. Por lo tanto, inicialmente es necesario calcular los coeficientes de acoplo requeridos para cada elemento según una distribución dada, para luego verificar que la estructura del diseño de este PFC es capaz de satisfacer esas necesidades de acoplamiento.

En [11] se desarrolla el procedimiento para obtener los coeficientes de acoplo necesarios para cada elemento a partir de una función de distribución dada. La expresión matemática (3.16) calcula dichos valores a partir de las potencias radiada y de entrada de cada elemento.

$$|s_k| = \frac{P_{\text{rad},k}}{P_{\text{in},k}} = \frac{F_k^2(x_k)}{\sum_{i=1}^M F_i^2(x_i) - \frac{\sum_{i=1}^{k-1} F_i^2(x_i)}{1-t}} \quad (3.16)$$

$$S_k(\text{dB}) = 10 \cdot \log_{10}(s_k) \quad (3.17)$$

donde:

- S_k : Coeficiente de acoplamiento de cada elemento k del array.
- $P_{\text{rad},k}$: Potencia radiada por cada elemento k del array.
- $P_{\text{in},k}$: Potencia de entrada individual de cada elemento k del array.
- F_k : Coeficiente de alimentación de cada elemento k del array.
- M : Número de elementos del array.
- t : Porcentaje de la potencia residual no acoplada por la antena.

En la Tabla 3.2 se presentan los coeficientes de acoplo (S_k) necesarios para las funciones de alimentación (F_k) utilizadas en trabajos anteriores a este PFC anteriormente indicados.

Como se puede observar para el caso de la distribución Taylor de -26 dB, se necesita un acoplo mínimo de -25,3061 dB y uno máximo de -3,6044 dB. Para implementar esta distribución, la estructura de acoplamiento tendrá que ser capaz de acoplar potencias comprendidas entre estos valores (ambos incluidos). En el caso de una configuración uniforme, los valores van desde -12,0411 dB a -3,0102 dB (el último elemento tiene un coeficiente de 0 dB puesto que en este caso no hay potencia residual).

Elemento k	TAYLOR -26 dB 2 %		UNIFORME	
	Función de Alimentación F_k	Coefficiente de Acoplo S_k (dB)	Función de Alimentación F_k	Coefficiente de Acoplo S_k (dB)
1	0,151021	-25,3061	1	-12,0411
2	0,278881	-19,9657	1	-11,7609
3	0,426329	-16,2351	1	-11,4612
4	0,581392	-13,4361	1	-11,1394
5	0,729932	-11,2583	1	-10,7918
6	0,857394	-9,5225	1	-10,4139
7	0,950702	-8,1112	1	-10,0000
8	1	-6,9433	1	-9,5424
9	1	-5,9626	1	-9,0308
10	0,950702	-5,1328	1	-8,4509
11	0,857394	-4,4392	1	-7,7815
12	0,729932	-3,9002	1	-6,9897
13	0,581392	-3,6044	1	-6,0205
14	0,426329	-3,8111	1	-4,7712
15	0,278881	-5,1632	1	-3,0102
16	0,151021	-8,9134	1	0

Tabla 3.2: Coeficientes de amplitud y acoplo de un array lineal de 16 elementos para una distribución Taylor de -26 dB con 2 % de potencia residual y para una uniforme.

En este punto se comprueba si el sistema de acoplamiento propuesto en este PFC es capaz de satisfacer los requerimientos anteriores. En el apartado 3.4.1 se ha presentado la estructura de acoplamiento y se han evaluado sus prestaciones. Las líneas de acoplo propuestas son capaces de acoplar un mínimo de -14,1787 dB; por lo tanto es imposible que se pueda utilizar la distribución Taylor de -26 dB cuyas necesidades mínimas son de -25,3061 dB.

Con la distribución Taylor de -26 dB descartada, si que es posible emplear una distribución uniforme cuyo mínimo es -12,0411 dB. Valor que puede ser fácilmente alcanzable por la estructura de acoplamiento propuesta.

3.4.2.1 Distribución de amplitudes propuesta

Dada la diferencia de más de 2 dB existente entre el mínimo acoplo posible (-14,2 dB) y el requerido (-12 dB), se propone aprovechar este margen y utilizar otra distribución distinta a la uniforme que optimice el SLL. La **distribución propuesta** se ha llamado **TaylorMOD** [Tabla 3.3].

Elemento k	TaylorMOD	
	Función de Alimentación F_k	Coefficiente de Acoplo S_k (dB)
1	0,6	-14,3013
2	0,59	-14,283
3	0,59	-14,1179
4	0,7	-12,4613
5	0,8	-11,0478
6	0,910514	-9,56855
7	0,969571	-8,51441
8	1	-7,58702
9	1	-6,75524
10	0,969571	-5,9939
11	0,910514	-5,28144
12	0,8	-4,87873
13	0,7	-4,33043
14	0,55	-4,42583
15	0,52	-2,96854
16	0,515	0

Tabla 3.3: Coeficientes de amplitud y acoplo de un array lineal de 16 elementos para la distribución propuesta.

La distribución de potencias propuesta parte de una Taylor de -22 dB, que ha sido modificada manualmente hasta lograr que se cumplan las condiciones de mínimo acoplo requeridas por la estructura. TaylorMOD no tiene potencia residual: el **último elemento actúa como una carga adaptada** acoplando toda la potencia restante. Por ello tiene un factor de acoplo de 0 dB.

La distribución TaylorMOD es simétrica exceptuando los 3 elementos de cada extremo, que han sido ajustados para conseguir el ya mencionado acoplo mínimo. Dichos elementos de los bordes son los que menos potencia radian y la diferencia entre ellos es muy pequeña, por lo que esta divergencia prácticamente no va a afectar al diagrama de radiación total del array.

3.4.2.2 Diagrama de radiación asociado a la distribución

En la Figura 3.12 se presenta el diagrama de radiación teórico que se obtiene utilizando la distribución de potencias TaylorMOD para un array lineal de 16 elementos, con una diferencia de fase entre ellos de 0° (o 360°). Este desfase produce que el máximo apuntamiento de la antenna sea *broadside*, es decir, que la máxima radiación sea perpendicular al plano del array. Por otro lado, destacar que la distribución TaylorMOD consigue un SLL de -21,7554 dB.

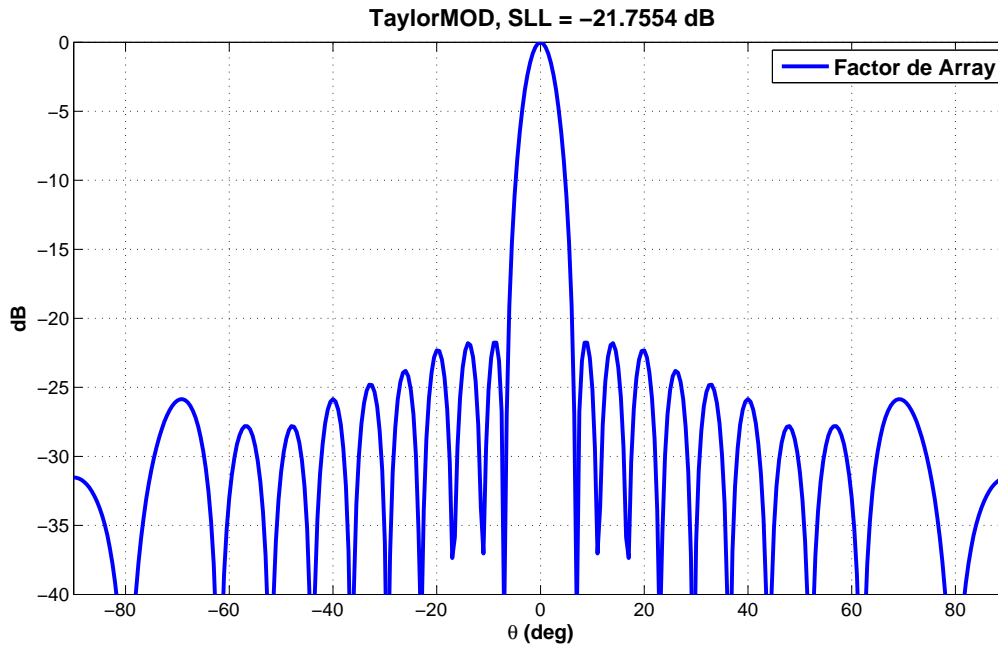


Figura 3.12: Factor de array de la distribución propuesta TaylorMOD.

Finalmente, a modo de síntesis, se resumen los parámetros generales de la antena que han sido definidos en este apartado:

- Número de elementos: 16.
- Función de alimentación: la propuesta TaylorMOD con un desfase entre elementos de 0° .
- Terminación del array: El último elemento actuará como una carga acoplando el total de la potencia restante.

3.4.3 Array de alimentación completo

Tras el diseño de la guía de onda, la caracterización individual de las líneas de acoplo, el estudio de acoplamiento y la definición del número de elementos y su función de alimentación, se puede abordar la agrupación de todos los elementos en el array de alimentación total.

Las dimensiones de las líneas de acoplo de cada uno de los elementos se hallan individualmente a partir del estudio de acoplamiento. La Tabla 3.4 muestra las dimensiones y los acoplos obtenidos en las simulaciones con CST.

Como se ha dicho anteriormente, el último elemento actúa como una carga adaptada y sus características se presentarán en apartados posteriores. De momento, se puede continuar con el diseño del array completo colocando un puerto en guía justo después del elemento 15.

A la hora de formar el array es muy importante la distancia d entre cada línea de acoplo, dado que existe una gran dependencia con algunas características finales de la antena: la reflexión total de entrada, el desfase entre elementos y el diagrama de radiación. El principal criterio tenido en cuenta en este paso ha sido colocar los elementos dentro de la guía de onda

ELEMENTO k	COEF. ACOPLO TEÓRICO S_k (dB)	COEF. ACOPLO OBTENIDO S_k (dB)	ANCHURA LINEA DE ACOPLO (mm)	LONGITUD LINEA DE ACOPLO (mm)
1	-14,3013	-14,1787	(solo vía)	(solo vía)
2	-14,283	-14,1787	(solo vía)	(solo vía)
3	-14,1179	-14,1787	(solo vía)	(solo vía)
4	-12,4613	-12,5232	1,76	1,8
5	-11,0478	-11,1131	2,1	2,37
6	-9,5685	-9,6554	3,2	2,7
7	-8,5144	-8,5916	4,1	3,54
8	-7,5870	-7,6211	5,1	5,3
9	-6,7552	-6,7588	6	6,5
10	-5,9939	-6,0103	6,95	7,25
11	-5,2814	-5,2788	8,23	7,65
12	-4,8787	-4,8352	8,9	7,65
13	-4,3304	-4,3244	9,73	7,65
14	-4,4258	-4,4198	9,57	7,65
15	-2,9685	-2,9419	11,82	7,52
16	0	-	-	-

Tabla 3.4: Dimensiones y acoplos obtenidos de las distintas líneas diseñadas para el array a 11,5 GHz.

de manera que se minimice la reflexión total en la entrada. Para lograr este objetivo, la distancia entre elementos ha de ser $3\lambda_g/4$. Teóricamente, con este espaciado se consigue que las reflexiones se anulen 2 a 2:

$$r_{1,2} = r_1 + r_2 \cdot e^{-j2\beta d} = r_1 + r_2 \cdot e^{-j2 \cdot (2\pi/\lambda_g) \cdot (3\lambda_g/4)} = r_1 + r_2 \cdot e^{-j3\pi} = r_1 - r_2 \simeq 0 \quad (3.18)$$

Con los datos de este PFC ($\lambda_g = 31,96$ mm), se puede calcular la distancia entre elementos que minimiza la reflexión:

$$d = \frac{3\lambda_g}{4} = \frac{3 \cdot 31,96}{4} = 23,97 \text{ mm} \quad (3.19)$$

Como se ha indicado antes, la distancia entre elementos también influye en el diagrama de radiación. En particular, la expresión (3.20) calcula la dirección de máximo apuntamiento del array.

$$\alpha + k \cdot d \cdot \cos \theta_0 = 0 \quad (3.20)$$

donde α es el desfase de la señal entre cada elemento, k la constante de propagación en el vacío, d la distancia entre elementos y θ_0 el valor de θ para el cual el factor de array es máximo.

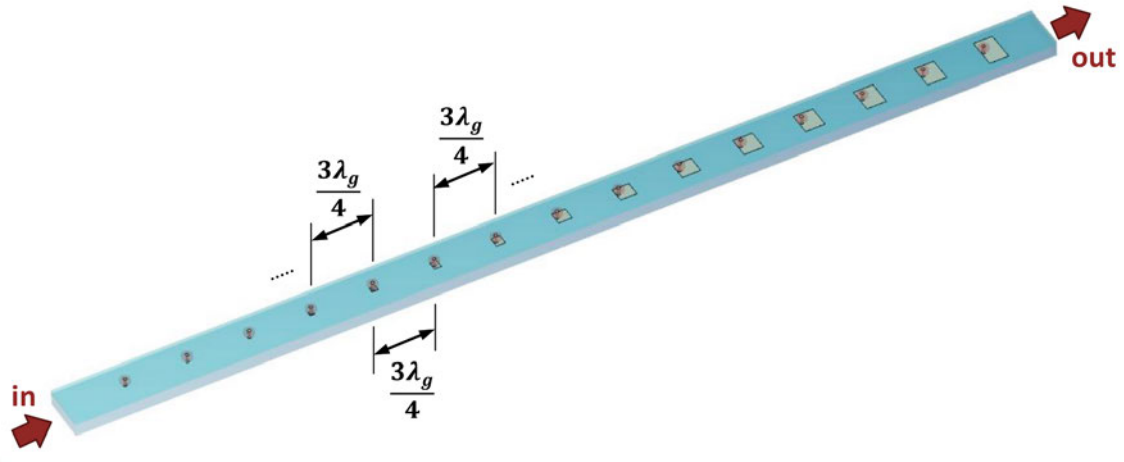


Figura 3.13: Diseño 3D de la guía con 15 líneas de acoplo a $3\lambda_g/4$.

Por ejemplo, si con la estructura de este PFC se sitúan los elementos a $d = \lambda_g$, la diferencia de fase α entre ellos será 0° (o 360°). Esto producirá que la antena apunte a *broadside* o perpendicular al plano del array ($\theta_0 = 90^\circ$).

Por otro lado, con el objetivo de conseguir una reflexión aceptable, los elementos deben colocarse a una distancia $3\lambda_g/4$. Este cambio producirá una desviación de varios grados en la dirección de máximo apuntamiento. Esta variación será corregida o compensada por los elementos radiantes.

Con todos los datos disponibles, se procede a la simulación de la guía de onda con todas las líneas de acoplo (excepto la última). Para ver el efecto en la reflexión de la distancia entre elementos, se han simulado los dos casos anteriormente descritos [Figura 3.14].

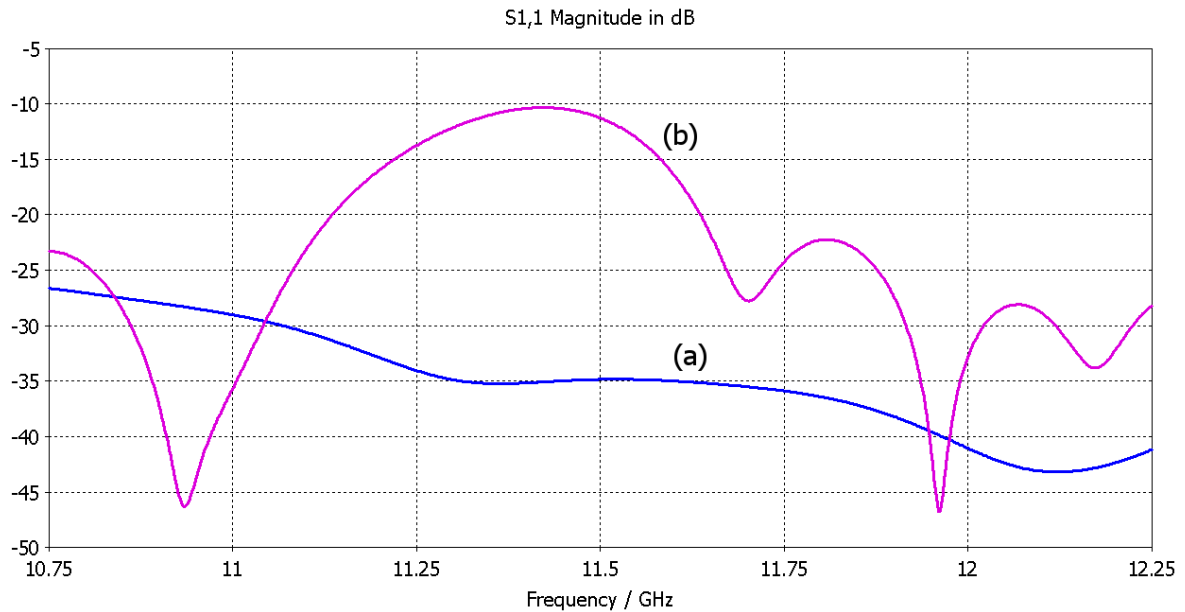


Figura 3.14: Comparativa de la reflexión (S_{11}) del array de alimentación para (a) $d = 3\lambda_g/4$ y (b) $d = \lambda_g$.

A la vista de los resultados, la diferencia del parámetro S_{11} es abismal. La reflexión que produce una distancia λ_g está muy lejos de los niveles deseados. A una distancia $d = 3\lambda_g/4$, la reflexión se mantiene por debajo de -30 dB en prácticamente toda la banda. Por esta razón se decide continuar el diseño utilizando $3\lambda_g/4 = 23,97$ mm como separación entre elementos. Es necesario indicar que esta distancia producirá un desfase entre elementos de aproximadamente 270° ($3\pi/4$), el cual habrá que tener en cuenta a la hora de controlar la radiación de la antena.

3.4.4 Diseño de los elementos radiantes

En este trabajo se propone utilizar una estructura de doble parche microstrip como elemento radiante unitario. Además se pretende incorporar un sistema que permita compensar el desfase entre elementos y conseguir que la dirección de máximo apuntamiento del array sea *broadside*. Por ello, el elemento unitario consistirá de 3 partes:

- **Adaptador coaxial-microstrip:** Para adaptar la estructura coaxial que conecta con las líneas de acoplo en el interior de la guía con una línea microstrip que alimentará el parche.
- **Línea de compensación de fase:** Línea microstrip que compensará la fase de cada elemento para conseguir una radiación *broadside*.
- **Doble parche:** Doble parche alimentado directamente por una línea microstrip (con su correspondiente adaptador).

En esta sección se llevará a cabo el diseño de estas tres partes por separado y su unión en el elemento unitario final.

3.4.4.1 Diseño doble parche microstrip

Para diseñar un único parche circular, existe una expresión descrita en [4] que calcula una aproximación del radio del parche en función de la frecuencia central f , el grosor del sustrato microstrip t , y su constante dieléctrica ϵ_r .

$$r = \frac{F}{\left\{ 1 + \frac{2t}{\pi\epsilon_r F} \cdot \left[\ln \left(\frac{\pi F}{2t} \right) + 1,7726 \right] \right\}^{\frac{1}{2}}} \quad (3.21)$$

$$F = \frac{8,791 \cdot 10^9}{f \sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.22)$$

El grosor del sustrato tiene una gran importancia. Mientras sustratos más gruesos ofrecen mejor eficiencia de radiación también originan mayores niveles de onda superficial, la cual produce mayores pérdidas. Además, la onda superficial se propaga alrededor del parche y puede afectar gravemente a los parches colindantes. Por ello se elegirá el sustrato más fino disponible para reducir considerablemente la onda superficial, aunque se esté sacrificando un poco la eficiencia de radiación. El sustrato utilizado para el parche inferior es el TACONIC RF-35 [15] de 0,508 mm de grosor.

Desafortunadamente, la estructura de un único parche tiene un ancho de banda muy escaso, incapaz de cubrir la banda de interés (de 11 a 12 GHz). Por ello se ha utilizado una configuración de doble parche apilado (*double stacked patch*) propuesto en [16]. Esta nueva estructura consiste en colocar justo encima del parche original un segundo parche microstrip. Los radios de ambos parches han de ser distintos, pero no muy dispares entre sí. De esta forma, cada parche produce una resonancia; ambas resonancias están a frecuencias muy próximas y al combinarse, se consigue un ancho de banda muy superior al caso anterior. Para diseñar esta estructura se puede partir de la aproximación (3.21) para uno de los parches.

En la práctica, para que el doble parche pueda ser construido, se ha diseñado una estructura multicapa. En la parte inferior se sitúa el sustrato que contiene el plano de masa (cara inferior) y el parche de abajo (cara superior). A continuación se coloca una plancha de espuma ROHACELL HF [17] de 1 mm de grosor que es equivalente a una capa de aire (su uso es por cuestiones mecánicas). Por último, en la parte de arriba se emplaza otra plancha de sustrato TACONIC RF-35 [15] de 0,762 mm de grosor que contiene los parches superiores. La Figura 3.15 muestra el esquema de esta configuración.

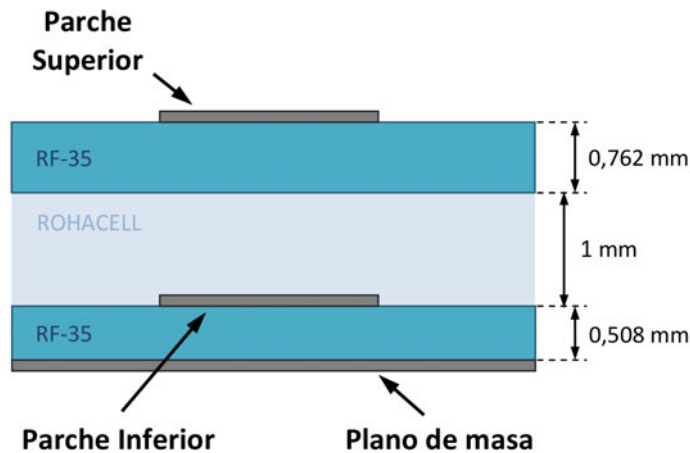


Figura 3.15: Esquema de la estructura de doble parche de este PFC.

El doble parche se alimenta a través de una línea microstrip de 0,5 mm de anchura. Para lograr la máxima adaptación entre la línea y el propio parche, se ha diseñado un adaptador (stub) en línea microstrip [Figura 3.16].

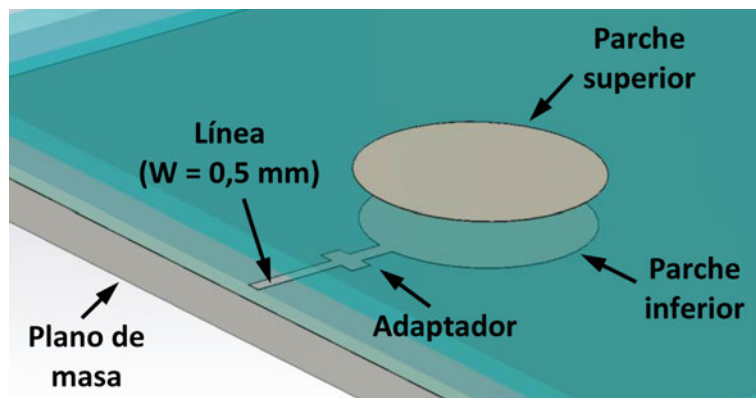


Figura 3.16: Diseño 3D del doble parche alimentado por una línea microstrip.

Tras el diseño y optimización en *CST* de todos los parámetros que intervienen en esta estructura, la Figura 3.17 muestra la reflexión obtenida a la entrada de la línea microstrip. Se han obtenido buenos resultados, logrando un S_{11} inferior a -20 dB en toda la banda.

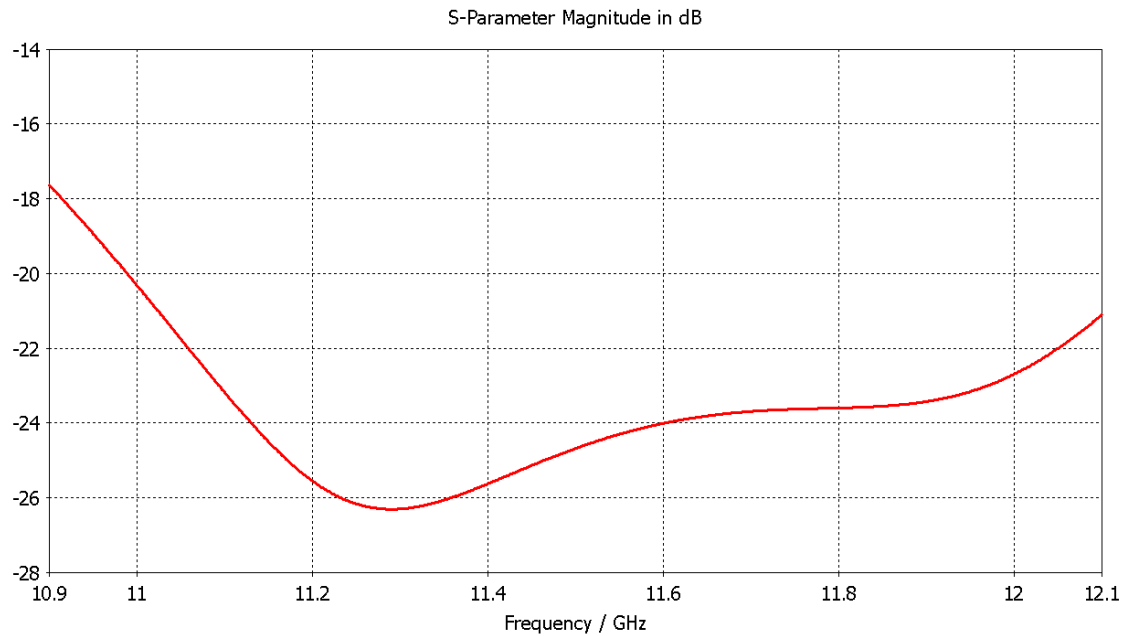


Figura 3.17: Reflexión (S_{11}) del doble parche alimentado por línea microstrip.

3.4.4.2 Diseño adaptador coaxial-microstrip

La conexión del interior de la guía de onda con la parte exterior de la antena se realiza mediante una estructura coaxial (ver apartado 3.4.1.1). Por ello es necesario diseñar una transición que adapte la estructura coaxial con la línea microstrip que alimenta a los parches. El sistema de adaptación diseñado se presenta en la Figura 3.18.

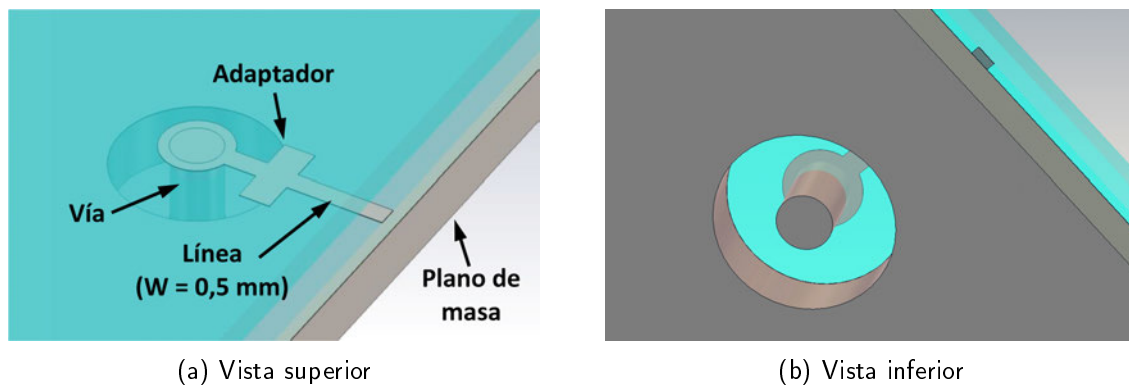


Figura 3.18: Diseño 3D de la transición coaxial-línea.

Los resultados obtenidos en simulaciones con *CST* son muy positivos [Figura 3.19]. Se ha logrado una reflexión por debajo de -28 dB en la banda de interés [Figura 3.19a]. Además la transmisión de potencia (S_{21}) entre el coaxial y la línea es muy buena, consiguiendo unas pérdidas por debajo de 0,3 dB [Figura 3.19b].

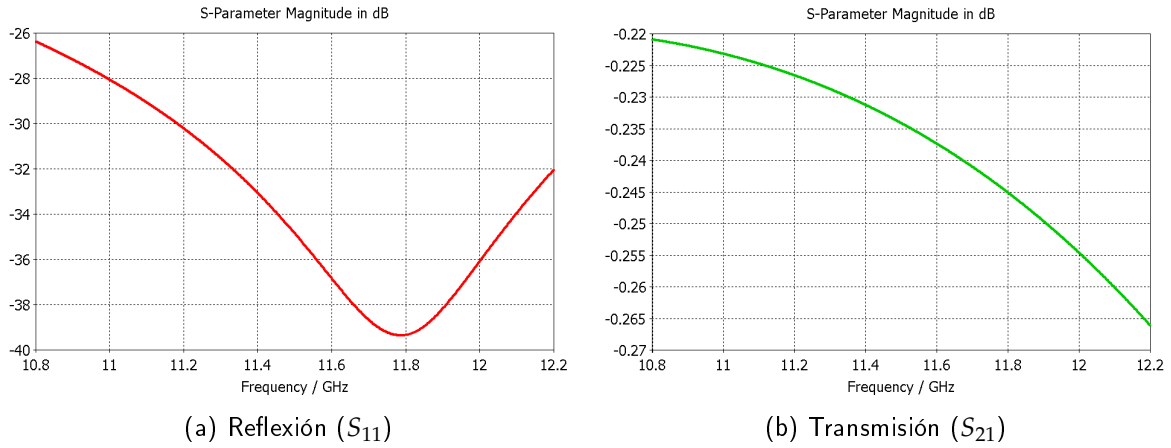


Figura 3.19: Resultados de la simulación en *CST* de la transición coaxial-línea.

3.4.4.3 Diseño líneas de compensación de fase

En el diseño que se está desarrollando en este trabajo, los elementos del array son alimentados desde una guía de onda. Este hecho hace que la diferencia de fase (o desfase) entre los elementos venga dada por la separación entre ellos, es decir, por la distancia que recorre la onda propagada en el interior de la guía. Dicha distancia se fija para lograr una reflexión baja, por lo que entre los parches existe una diferencia de fase indeseada en términos de radiación.

Como se propone en [12], es posible añadir líneas microstrip al propio parche que realicen la compensación de fase en cada caso. La forma de compensar más o menos fase se consigue aumentando o disminuyendo la longitud de las líneas.

En la sección 3.4.3 se estableció una separación entre elementos de $3\lambda_g/4$, que equivale a un desfase entre ellos de 270° . El objetivo para obtener una radiación *broadside* es tener un desfase de 0° (o 360°). Por esta razón es necesario compensar 90° cada vez [Tabla 3.5].

ELEMENTO k	DESFASE QUE INTRODUCE LA GUÍA	FASE A COMPENSAR EN EL PARCHO: ϕ_k
1	0° (referencia)	$\phi_1 = 0^\circ$
2	$0^\circ + 270^\circ = 270^\circ$	$\phi_2 = 90^\circ$ ($270^\circ + \phi_2 = 360^\circ$)
3	$270^\circ + 270^\circ = 540^\circ$ ($= 180^\circ$)	$\phi_3 = 180^\circ$ ($180^\circ + \phi_3 = 360^\circ$)
4	$180^\circ + 270^\circ = 450^\circ$ ($= 90^\circ$)	$\phi_4 = 270^\circ$ ($90^\circ + \phi_4 = 360^\circ$)
5	$90^\circ + 270^\circ = 360^\circ$ ($= 0^\circ$)	$\phi_5 = 0^\circ$ (se vuelve a empezar)
6	270°	$\phi_6 = 90^\circ$
\vdots	\vdots	\vdots

Tabla 3.5: Fases a compensar para una distancia entre elementos de $3\lambda_g/4$.

Como se puede ver, a partir del quinto elemento los desfases a compensar se repiten, por lo que hay 4 distintas fases a compensar (0° , 90° , 180° y 270°). De esta forma, los 4 primeros elementos se irán replicando hasta completar el array de 16 en total.

En la Figura 3.20 se presentan los 4 diseños de las líneas de compensación de fase que añaden 0° (ref), 90° , 180° y 270° respectivamente.

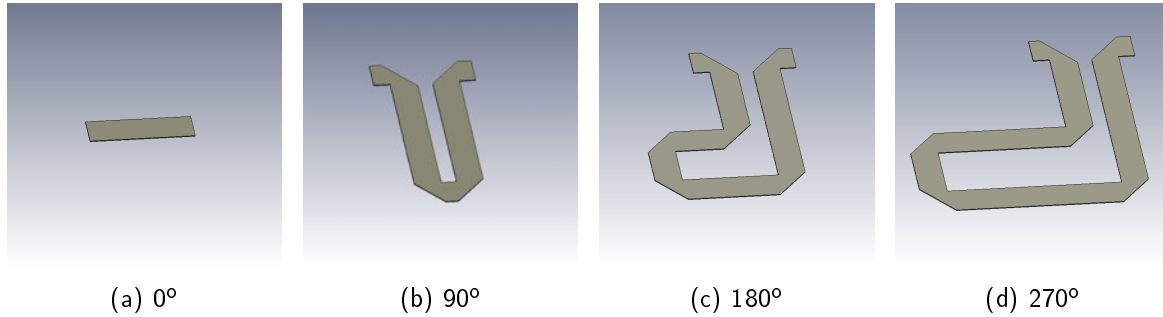


Figura 3.20: Tipos de líneas de compensación de fase para $3\lambda_g/4$.

A medida que la línea compensa más fase, su longitud es mayor. Para no modificar la posición del resto de la estructura del elemento radiante (doble parche y transición coaxial-microstrip), se han diseñado líneas dobladas, con codos, de manera que el inicio y final de todas ellas son coincidentes. En cada doblez, se realiza un corte a modo de chaflán para conservar la impedancia de la línea. Dichos chaflanes se modifican para mejorar la adaptación.

Las líneas más largas, las que compensan 180° y 270° (Figuras 3.20c y 3.20d), tienen dobleces extra que pueden parecer innecesarios. La razón de añadir estos giros es por cuestiones de radiación; líneas verticales muy largas radian una cantidad no despreciable de potencia que afecta negativamente en la polarización (componente contrapolar). Con los dobleces se sustituyen tramos de líneas verticales por horizontales, que al estar en la misma dirección del array, refuerzan la radiación copolar. En simulaciones con *CST* se ha confirmado que con el diseño propuesto se logran menores niveles de radiación contrapolar.

3.4.4.4 Elemento radiante completo

Por último, para constituir el elemento radiante solo queda unir todas las partes expuestas anteriormente. Se ha conseguido el objetivo de controlar la fase de cada elemento sin modificar la distancia entre parches, es decir, sin alterar las características generales del array. La Figuras 3.21 y 3.22 muestran el resultado de los 4 distintos tipos de parche.

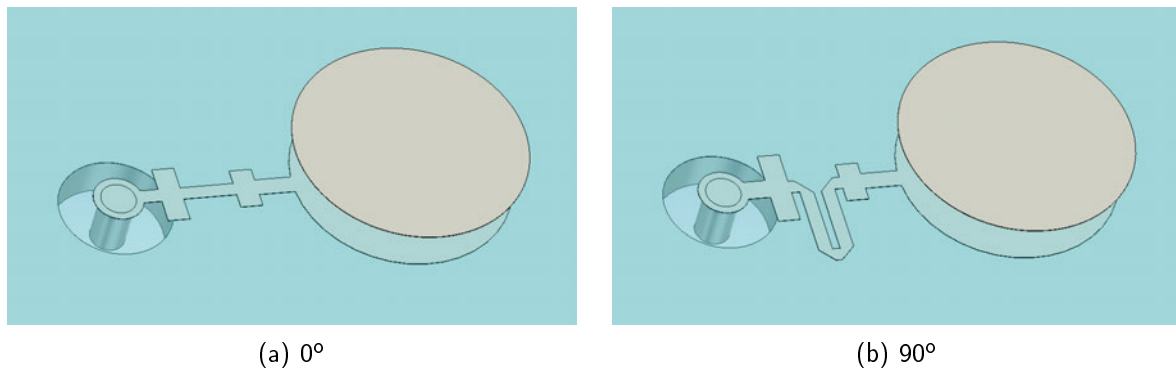


Figura 3.21: Elementos radiantes con líneas de compensación de fase (i).

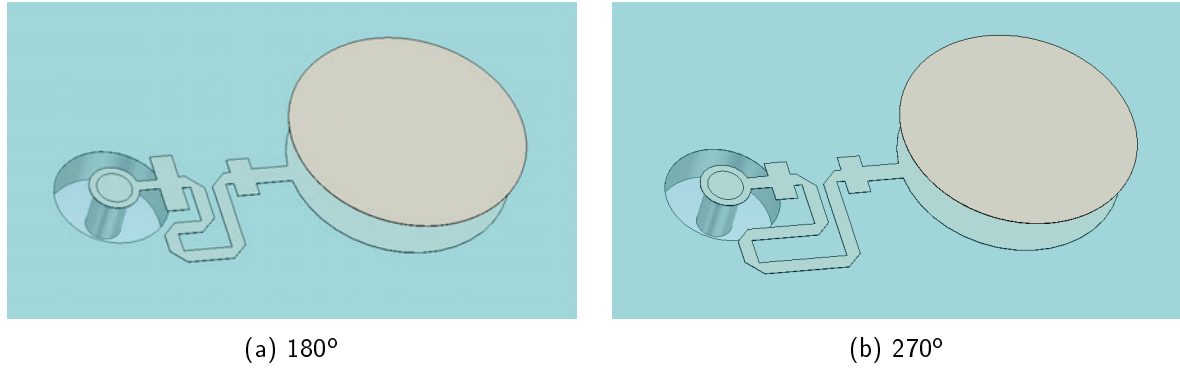


Figura 3.22: Elementos radiantes con líneas de compensación de fase (ii).

Al unir todas las partes, las distintas longitudes de las líneas de compensación de fase producen una desadaptación en la entrada coaxial de los elementos completos. Para reducir este efecto, se han modificado los parámetros de los adaptadores coaxial-microstrip en cada caso. En las Figuras 3.21 y 3.22 se pueden apreciar las diferencias entre dichos adaptadores.

Las reflexiones obtenidas en cada tipo de parche se presentan en la Figura 3.23.

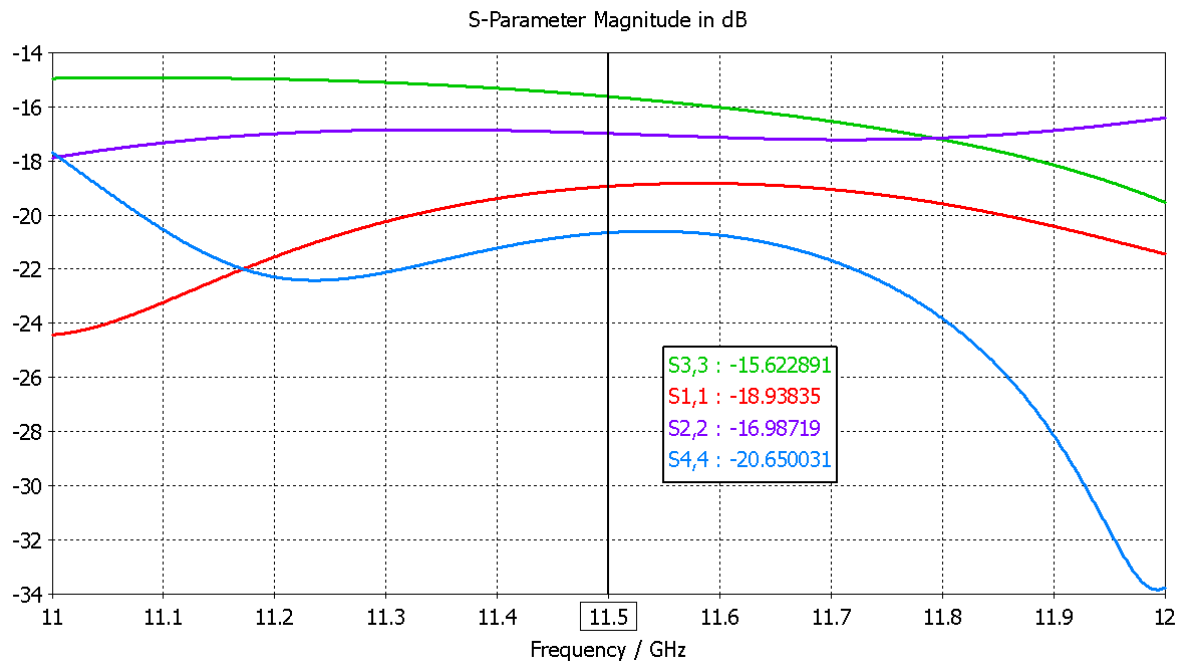


Figura 3.23: Reflexiones de los 4 tipos de elementos radiantes: $S_{11} \rightarrow 0^\circ$, $S_{22} \rightarrow 90^\circ$, $S_{33} \rightarrow 180^\circ$ y $S_{44} \rightarrow 270^\circ$.

3.4.5 Diseño del elemento 16

Como se ha explicado anteriormente, el último elemento (el número 16) tiene un diseño distinto ya que se trata de una carga adaptada. Será optimizado en reflexión, para que la potencia restante de los otros 15 elementos sea completamente aprovechada (radiada). Por ello se buscará el menor nivel de reflexión en toda la banda de trabajo.

El diseño del elemento que actúa como carga en el interior de la guía se realiza con el parche radiante superior ya incluido. De esta forma se tienen en cuenta todos los efectos que se pueden producir al integrar toda la estructura en este punto. No tiene mucho sentido hacerlo separadamente, puesto que al unir ambas partes habría que modificar otra vez el diseño.

Para lograr acoplar toda la potencia restante se elimina la línea de acoplo y se extiende la longitud de la vía, penetrando más en el interior de la guía. También hay que tener en cuenta la distancia entre el elemento y la pared metálica final de la guía. El diseño propuesto se presenta con mayor detalle en la Figura 3.24.

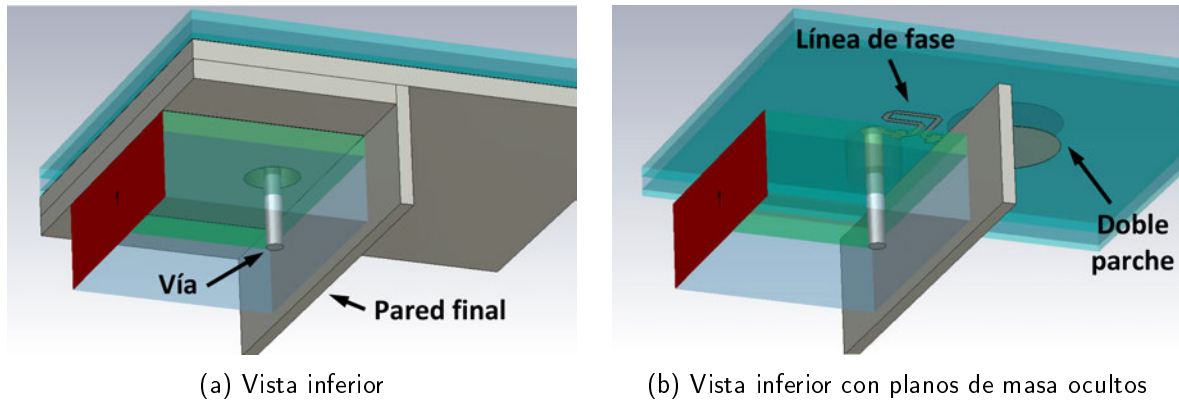


Figura 3.24: Diseño 3D del último elemento.

Optimizando estos parámetros, se consigue una reflexión por debajo de -17,6 dB en toda la banda de trabajo [Figura 3.25].

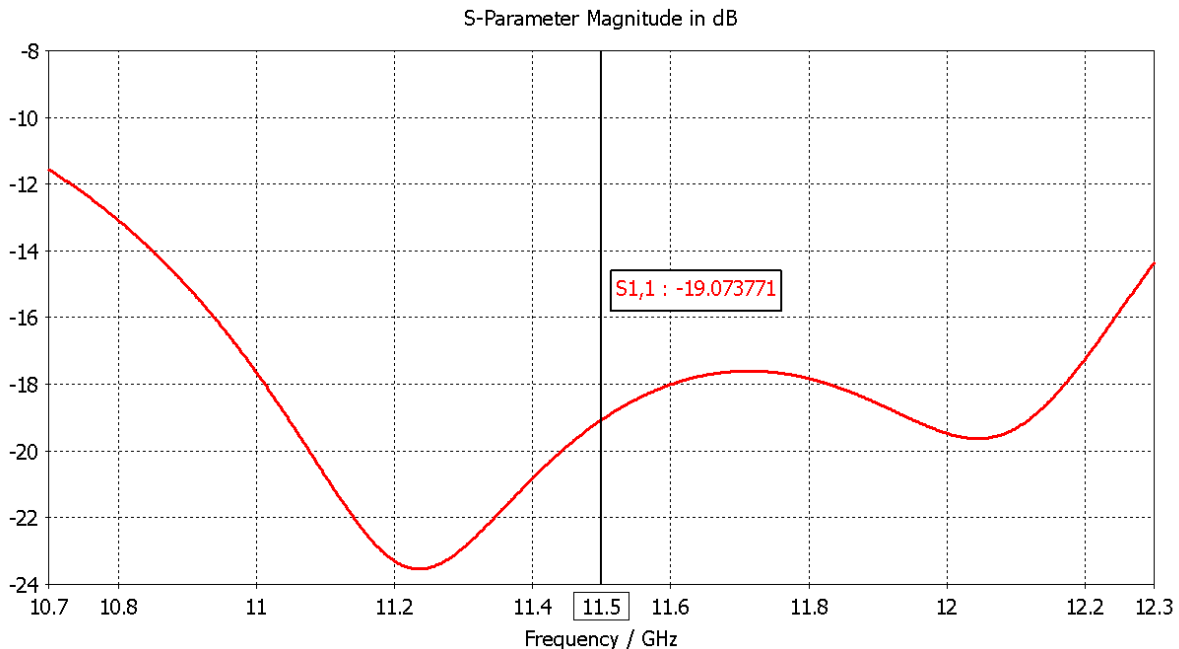


Figura 3.25: Reflexiones del elemento 16.

3.5 IMPLEMENTACIÓN DEL ARRAY LINEAL COMPLETO

En esta sección se procederá a la unión de todos los componentes que integran la antena y se presentarán los resultados de las simulaciones la misma.

3.5.1 Introducción

Completados los diseños del array de alimentación y la estructura de doble parche, se procede a la integración de ambos en el array lineal [Figuras 3.26 y 3.27].

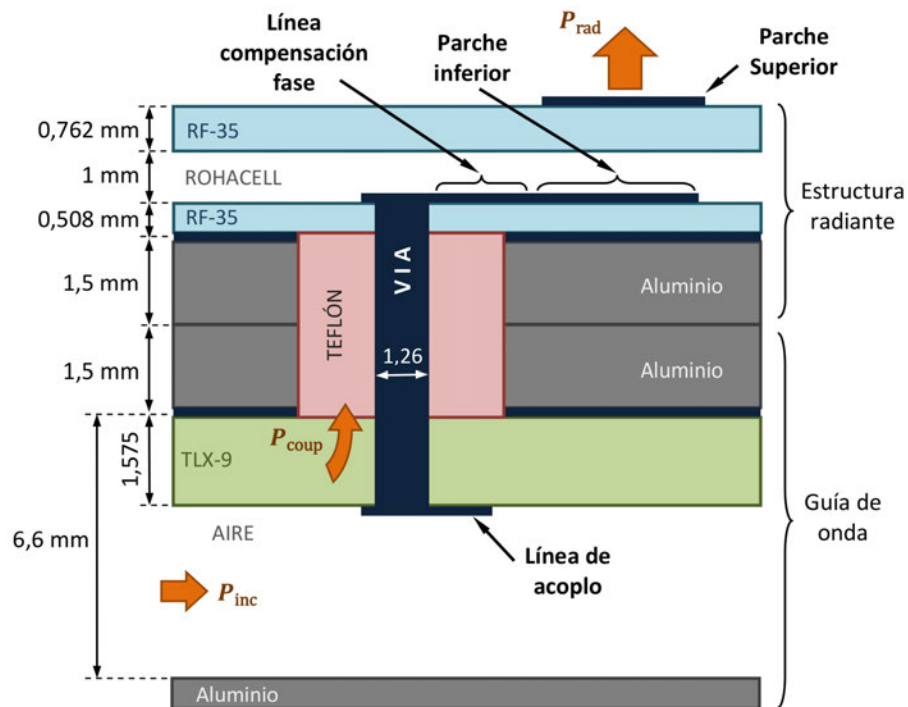


Figura 3.26: Esquema de la estructura completa de un elemento. Surge de la unión del array de alimentación y los elementos radiantes.

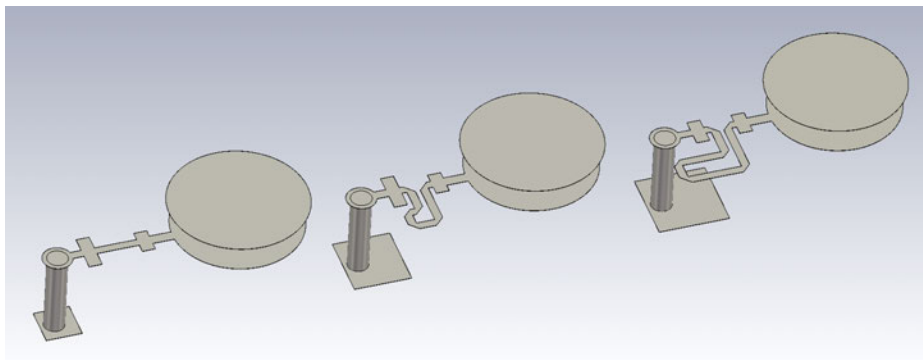


Figura 3.27: Diseño 3D de la integración final de 3 elementos. Se presenta su 'núcleo' metálico, con los planos de masa ocultos.

Aunque ambas partes han sido optimizadas en reflexión, al colocarse juntas aparecen varios efectos de acoplamiento mutuo. Esto produce una degradación de la amplitud y fase de los coeficientes de alimentación, así como de la respuesta en reflexión del conjunto de la antena. Por estas razones serán necesarios diversos ajustes para lograr los objetivos finales deseados.

3.5.2 Primera aproximación

Como punto de partida, se simula en CST el diseño completo con los elementos a $3\lambda_g/4$ con las líneas de compensación de fase de 0° , 90° , 180° y 270° [Figura 3.28 curva (a)].

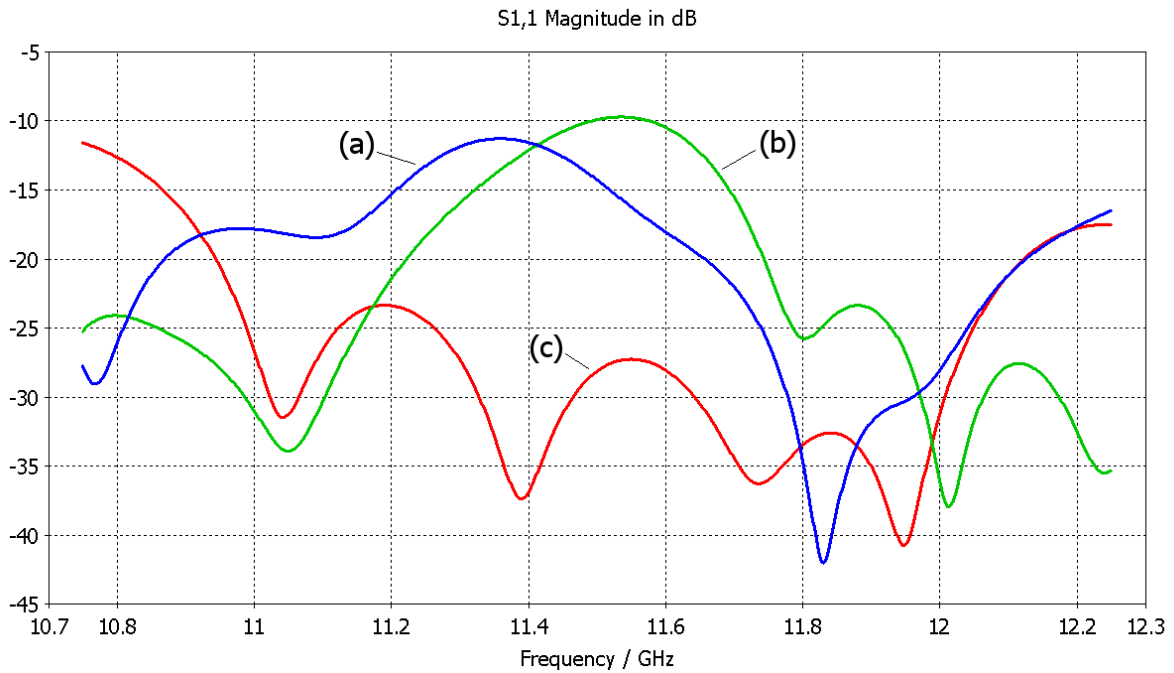


Figura 3.28: Reflexiones de la antena completa con distintas distancias entre elementos: (a) $3\lambda_g/4 \simeq 23,5$ mm, (b) $\lambda_g \simeq 31,5$ mm y (c) 18,5 mm.

Al unificar todo se advierte un enorme deterioro en la reflexión de entrada. Si se compara con la reflexión de únicamente el array de alimentación antes presentada [Figura 3.14], se tiene un empeoramiento de más de 20 dB totalmente inaceptable. Además se puede observar como la curva se asemeja a la que se obtiene colocando los elementos a $d = \lambda_g$ [Figura 3.28 curva (b)], distancia que ya fue descartada por motivos obvios. La principal razón de este comportamiento es la fase extra que introducen las líneas de compensación de fase y las líneas de acoplo en cada elemento. Por ello, la expresión (3.18) queda así actualizada:

$$r_{1,2} = |r_1| \cdot e^{j\phi_1} + |r_2| \cdot e^{j\phi_2} \cdot e^{-2j\beta d} \quad (3.23)$$

Dado que es primordial tener niveles de reflexión aceptables, se ha realizado un segundo estudio de reflexión variando la distancia entre elementos, pero teniendo en cuenta las líneas de compensación de fase. Tras él se concluye que la mejor reflexión posible de esta compleja estructura se consigue con un **espaciado entre elementos de $d = 18,5$ mm** [Figura 3.28 (c)]. Debido a la modificación de uno de los parámetros principales del array lineal como es la distancia entre elementos, será necesario adaptar otras características para lograr los resultados deseados.

3.5.3 Consecuencias del cambio del espaciado entre elementos

3.5.3.1 Modificación de las líneas de compensación de fase

La nueva distancia produce que el desfase teórico entre elementos en el interior de la guía de onda ya no sea de 270° , sino de **210° aprox.** Por lo tanto, las líneas de compensación de fase tienen que ser modificadas para que ya no compensen 90° , sino 150° cada vez ($210^\circ + 150^\circ = 360^\circ$) [Tabla 3.6, segunda columna].

ELEMENTO k	DESFASE A COMPENSAR TEÓRICO	DESFASE A COMPENSAR FINAL
1	0° (ref)	0° (ref)
2	150°	149°
3	300°	296°
4	90°	76°
5	240°	217°
6	30°	353° (-7°)
7	180°	127°
8	330°	259°
9	120°	37°
10	270°	177°
11	60°	318°
12	210°	112°
13	360° (0°)	264°
14	150°	$59,5^\circ$
15	300°	207°
16	90°	77°

Tabla 3.6: Fases a compensar para una distancia entre elementos de 18,5 mm.

Asimismo, se ha observado que tanto las vías metálicas como las líneas de acoplo en el interior de la guía, producen un cambio de fase extra que varía en función del tamaño de las líneas. Por ello, se ha tenido en cuenta también este efecto para el diseño final de las líneas de compensación de fase. Esta influencia sobre la fase, se puede extraer de la simulación del array de alimentación realizada en el apartado 3.4.3. En la simulación, cada elemento acaba en un puerto del que se conocen sus parámetros S. De esta forma se analiza la diferencia de fase entre elementos adyacentes. Las fases a compensar, teniendo en cuenta todo lo anterior, se presentan en la Tabla 3.6.

Los primeros elementos prácticamente permanecen igual, dado que están compuestos solo por vías. A medida que se avanza por el array las diferencias son más notables, llegando a tener que compensar fases muy distintas de las esperadas teóricamente.

Con las fases a compensar bien definidas, ya se pueden rediseñar las líneas de compensación de fase de los parches. En esta ocasión, se ha diseñado cada una individualmente, partiendo de uno de los 4 modelos planteados en el apartado 3.4.4.3. A parte actualizar la longitud de cada línea en función de la fase a compensar, se ha optimizado cada adaptador coaxial-microstrip para mejorar la reflexión.

3.5.3.2 Efectos en la radiación

En este apartado se explica el efecto que la distancia entre elementos de 18,5 mm produce en la radiación de la antena. En un array, la distancia entre elementos modifica el ancho de haz de su factor de array.

Si los elementos están muy próximos, el diagrama de radiación se ‘expande’, se vuelve más ancho, con los lóbulos más gruesos. Por el contrario, cuanto más alejados están los elementos, más estrecho y fino será el diagrama de radiación. Si se siguen alejando más y más los elementos, aparecerán los denominados lóbulos de difracción (*Grating Lobes*). Un *Grating Lobe* es una copia del lóbulo principal, en este PFC se evitará por todos los medios que aparezcan dichos lóbulos.

Relacionando el espaciado entre elementos (18,5 mm), con la longitud de onda en el aire a la frecuencia central (11,5 GHz $\rightarrow \lambda_0 = 26,09$ mm), se tiene una separación normalizada de 0,71. La distribución de amplitudes TaylorMOD aplicada con esta separación normalizada, genera un factor de array con un ancho de haz $(\theta_{3dB})^3$ de unos 6° aproximadamente. Por ello se puede afirmar que la antena será muy directiva.

3.5.4 Array completo sin compensación de acoplamiento mutuo

Tras realizar el cambio de distancia entre elementos y ajustar las líneas de compensación de fase, ya se pueden presentar los primeros resultados del array completo [Figuras 3.29 y 3.30]. Esta simulación comprende la unión de todos los elementos diseñados individualmente, sin tener en cuenta los efectos de acoplamiento entre ellos al ponerlos juntos.

Como era de esperar, la reflexión presentada en la Figura 3.29, ha empeorado comparada con el array de alimentación por separado. Aún así, el nivel del S_{11} es aceptable y permite continuar el diseño. Por otra parte, se espera que cuando se compensen los acoplamientos mutuos entre elementos, este parámetro mejore.

De los resultados de la Figura 3.30, está claro que el diagrama de radiación simulado no coincide con el teórico. Sin embargo, el deseado apuntamiento a *broadside* se ha conseguido perfectamente. Esto indica que los cálculos y suposiciones hechas sobre los desfases entre elementos eran correctos, y por ende, su posterior compensación ha sido satisfactoria. Por otro lado, el nivel y forma de los lóbulos secundarios difiere en exceso de los teóricos. Esto es debido a los efectos de acoplamiento mutuo, que modifican las amplitudes acopladas por los elementos y las fases compensadas en los parches. Por estas razones, es necesario llevar a cabo un ajuste de todos ellos mediante el modelo de compensación de campo eléctrico cercano radiado.

³Ancho de haz: Margen angular en el que el diagrama de radiación toma un valor de 3 dB por debajo del máximo, es decir, que la potencia radiada se reduce a la mitad.

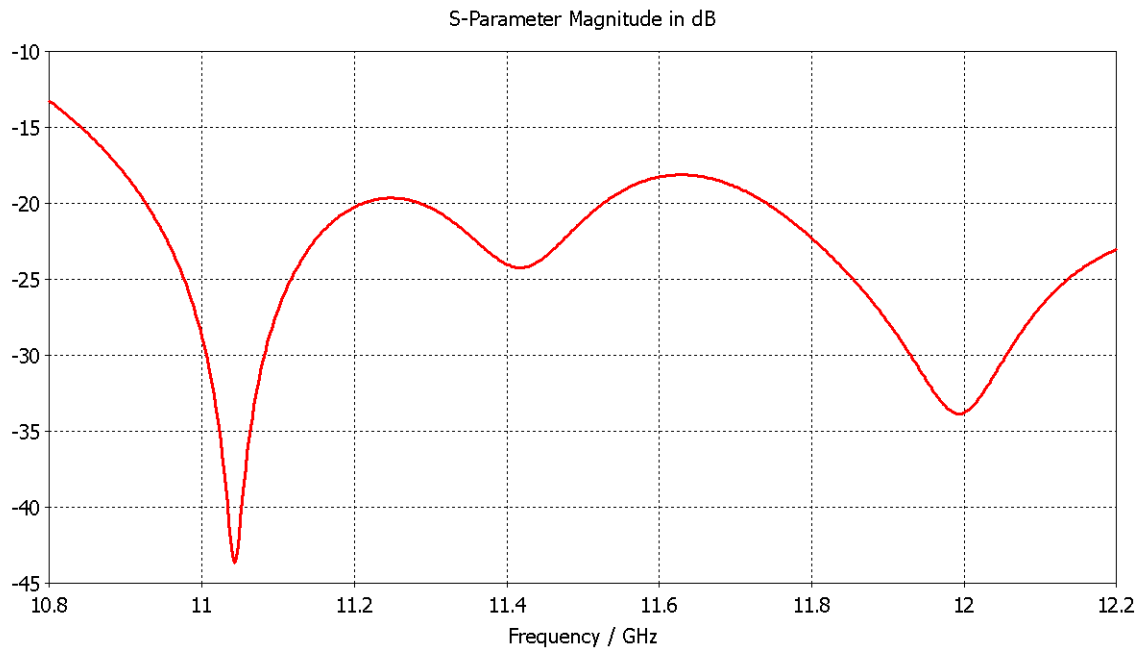


Figura 3.29: Reflexión del array lineal sin compensación de acoplamiento mutuo.

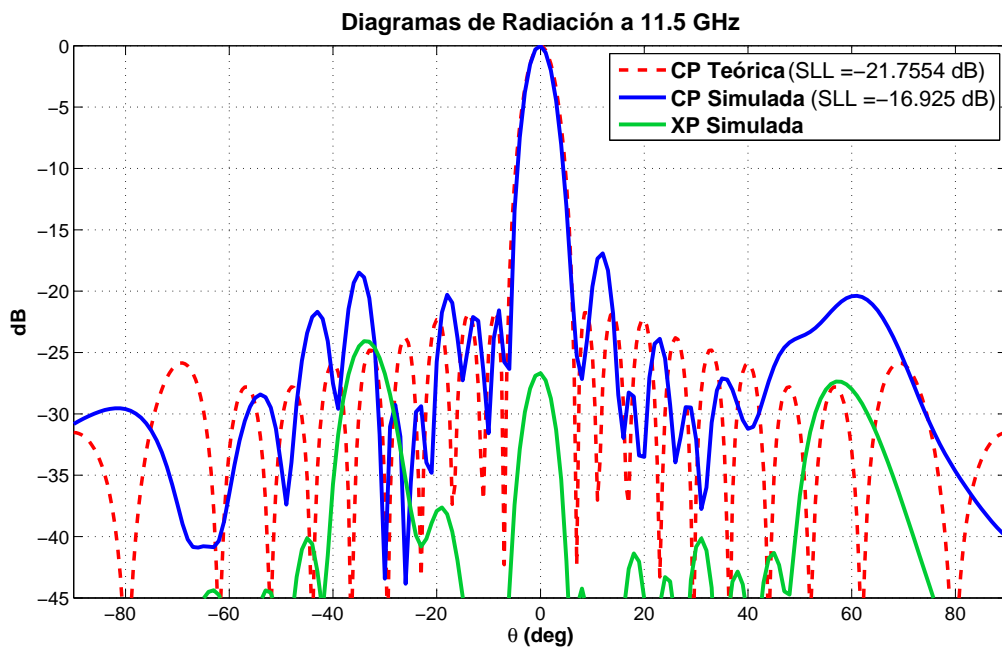


Figura 3.30: Diagrama de radiación teórico y simulado del array lineal sin la compensación de acoplamiento mutuo.

3.5.5 Modelo de compensación de campo eléctrico cercano radiado

En los apartados anteriores se observa como el diagrama de radiación obtenido en la simulación es muy diferente al teórico. Esto lo ocasiona la perturbación producida por los elementos contiguos, que alteran el coeficiente de acoplo de cada elemento.

Con el fin de compensar los efectos de acoplo mutuo entre los elementos del array lineal, se propone usar un modelo de acoplo que no solo compensa el efecto de los elementos radiantes externos, sino que también tiene en cuenta los efectos de acoplo en el interior de la guía de onda. Este modelo se presenta con detalle en [13], y está basado en [11].

El modelo de compensación de campo eléctrico cercano radiado (*Radiated Electric Near-Field Compensation Model*) consiste en utilizar los datos del campo eléctrico radiado por cada elemento (parche), muy cerca de él de forma que los otros no le influyan (campo-cercano), para conocer la amplitud y fase que se está acoplando y posteriormente radiando en ese mismo elemento.

3.5.5.1 Desarrollo del método

En primer lugar se tiene la potencia total de entrada de la antena:

$$P_{in} = 1 - |s_{11}|^2 \simeq 1 \quad (3.24)$$

$|s_{11}|^2 \simeq 0$ puesto que la reflexión es muy baja. Por otro lado se define el sumatorio de las potencias radiadas de los $N = 16$ elementos:

$$P_{sum} = \sum_{i=1}^N |E_i|^2 \quad (3.25)$$

donde E es el campo eléctrico cercano radiado. Finalmente, se puede calcular la potencia radiada por cada elemento k normalizada a la suma de todas ellas:

$$P_k = \frac{|E_k|^2}{P_{sum}} \cdot P_{in} = \frac{|E_k|^2}{\sum_{i=1}^{16} |E_i|^2} \cdot 1 \quad (3.26)$$

$$P_k \text{ (dB)} = 10 \cdot \log_{10}(P_k) \quad (3.27)$$

En el software *CST MWS* es posible definir un monitor de campo eléctrico en la zona deseada (a 1 mm de la superficie del parche), que evalúa dicho campo permitiendo aplicar el modelo de campo cercano. Una vez simulado el diseño, del monitor se puede extraer la información sobre el campo eléctrico cercano separado en sus componentes E_x , E_y y E_z . Tomando el eje y como dirección de propagación de la onda progresiva, la corriente en el parche superior se orienta principalmente en la dirección y . Con esta configuración, la componente de campo eléctrico deseada es E_y . A partir de ella se puede calcular la amplitud y fase del campo eléctrico radiado y aplicar el método propuesto.

3.5.5.2 Mejora propuesta

Tras evaluar los resultados de este modelo en otros trabajos y realizar algunas pruebas, se propone una ligera mejora cuando se aplica sobre parches microstrip. En los precedentes, únicamente se tomaba una muestra del campo eléctrico cercano exactamente sobre el centro del parche.

La radiación de un parche en sus cercanías se produce con mayor intensidad en los 2 extremos situados en la dirección de alimentación [Figura 3.31]. Por ello, para adquirir un valor de campo que represente mejor el conjunto del parche, se han tomado dos muestras de campo sobre las zonas de máxima radiación [Figura 3.31]. Para posteriormente hacer el promedio de ambas.

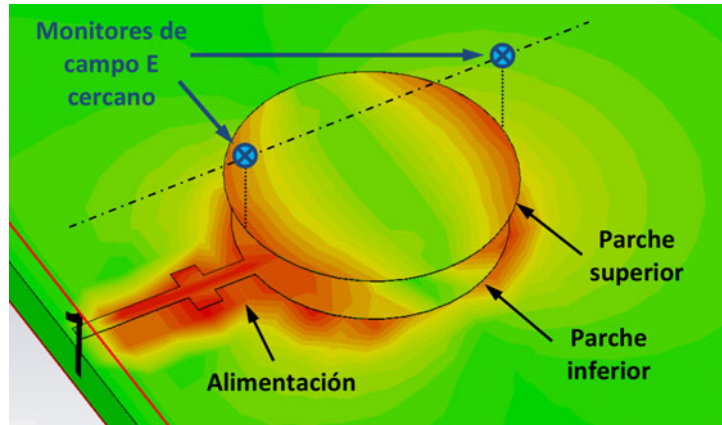


Figura 3.31: Distribución del campo \vec{E} en un doble parche y localización de los monitores de campo cercano.

3.5.5.3 Aplicación

El procedimiento seguido para ajustar la antena utilizando este método ha sido el siguiente:

1. De los resultados de la simulación, se extraen los valores de campo eléctrico recogidos por el monitor cercano a la superficie del parche.
2. Se aplica el modelo de campo cercano mediante un script de *MATLAB* desarrollado por el autor, que toma los datos del campo y las coordenadas de los parches, y devuelve la amplitud y fase de cada elemento.
3. Con esta información se realizan modificaciones en dos tipos de parámetros:
 - **Dimensiones de las líneas de acoplo:** para controlar la amplitud de cada elemento.
 - **Longitud de las líneas de compensación de fase:** para ajustar la fase de cada elemento.
4. Repetir la simulación de la antena completa y volver al primer paso.

Se ha iterado aplicando esta metodología hasta conseguir valores de amplitud, fase, reflexión y diagrama de radiación próximos a los teóricos.

Evidentemente, la gran desventaja de este método es que resulta repetitivo y lento, puesto que no se pueden realizar simulaciones simultáneas. Además como el diseño en este punto es muy complejo, la duración de cada simulación ronda las 6 horas (con un Intel i7 y 16 GBytes de RAM). Por estas razones, se ha invertido mucho tiempo del PFC en esta tarea.

3.5.5.4 Evaluación

Para evaluar el rendimiento del modelo, se realiza una comparativa entre los coeficientes radiados (P_k) obtenidos al inicio y al final de la aplicación del método y sus valores teóricos. Por un lado, la amplitud queda muy bien ajustada sobretudo en los elementos centrales [Figura 3.32]. Por otro lado, el desfase entre elementos también se iguala bastante bien al valor teórico de 0° [Figura 3.33]. En concreto, ningún elemento sobrepasa una desviación mayor de $\pm 4^\circ$.

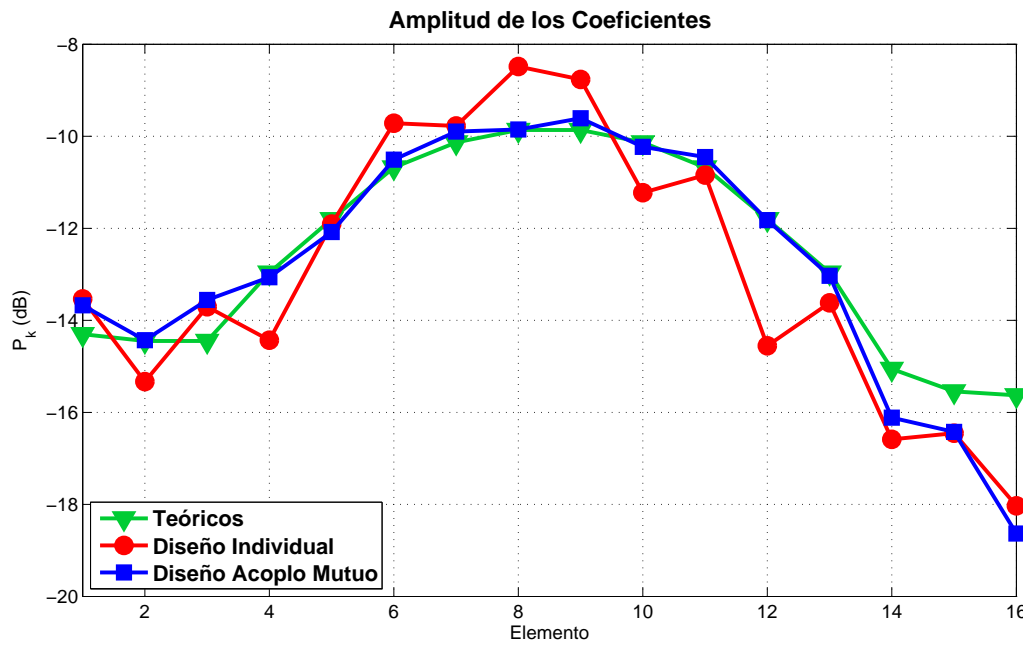


Figura 3.32: Comparativa de la amplitud de los coeficientes radiados antes y después de aplicar el modelo de acoplamiento mutuo.

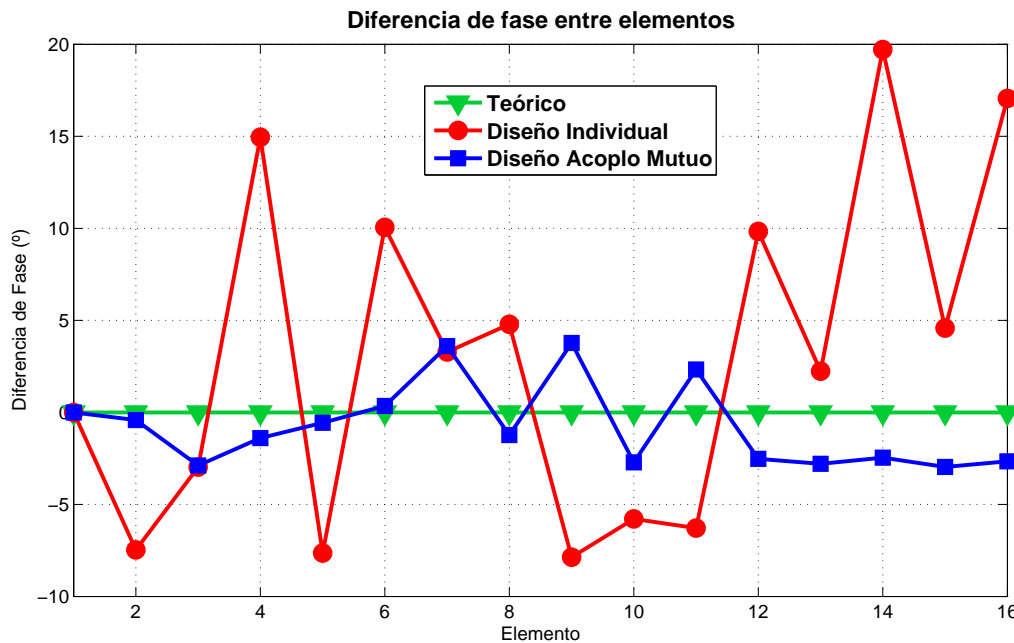


Figura 3.33: Comparativa del desfase de los coeficientes radiados antes y después de aplicar el modelo de acoplamiento mutuo.

En ambos casos, la mayoría de coeficientes iniciales obtenidos individualmente estaban muy desajustados. Por lo que queda probado que es necesario utilizar un método de compensación de acoplos mutuos en este tipo de antenas. En particular, se puede afirmar que el modelo utilizado en este trabajo funciona excepcionalmente bien.

Tras aplicar el mencionado modelo de compensación de acoplo mutuo, se han producido importantes modificaciones tanto en las dimensiones de las líneas de acoplamiento, como en las longitudes de las líneas de compensación de fase. Todo ello con el objetivo de ajustar las amplitudes y fases de los elementos y el diagrama de radiación con los datos teóricos.

En la Tabla 3.7 se muestran las dimensiones de las líneas de acoplo antes y después de aplicar el modelo de acoplo mutuo (campo eléctrico cercano radiado). Cabe resaltar que algunas líneas han sufrido grandes cambios por lo que queda aún más latente la necesidad de usar un método como el propuesto a la hora de diseñar antenas de este tipo.

Elemento k	DISEÑO INDIVIDUAL		DISEÑO ACOPLO MUTUO	
	Anchura línea acoplo: W (mm)	Longitud línea acoplo: L (mm)	Anchura línea acoplo: W (mm)	Longitud línea acoplo: L (mm)
1	(solo vía)	(solo vía)	(solo vía)	(solo vía)
2	(solo vía)	(solo vía)	1,76	1,76
3	(solo vía)	(solo vía)	(solo vía)	(solo vía)
4	1,76	1,8	1,3	2,2
5	2,1	2,37	2,5	2,35
6	3,2	2,7	2,4	2,2
7	4,1	3,54	4	3,5
8	5,1	5,3	4,5	4,3
9	6	6,5	4	3,4
10	6,95	7,25	7,9	7,6
11	8,23	7,65	4,3	4
12	8,9	7,65	10,8	7,65
13	9,73	7,65	10,5	7,65
14	9,57	7,65	10,5	7,65
15	11,82	7,52	12,8	7,5
16	-	-	-	-

Tabla 3.7: Tamaño de las líneas de acoplo antes y después de aplicar el modelo de acoplamiento mutuo.

3.5.6 Resultados de las simulaciones

A continuación se presentan todos los resultados de las simulaciones finales de la versión definitiva de la antena diseñada. Este dispositivo, además de contener el array lineal al que se ha aplicado el modelo de compensación de campo \vec{E} cercano anterior, también lleva integrada la transición de alimentación que permitirá su conexión con otros dispositivos una vez construido. Todos los detalles sobre el diseño de dicha transición se explican en el capítulo 4.

3.5.6.1 Reflexión (Parámetro S_{11})

Reflexión de entrada del diseño completo, incluida la transición de alimentación.

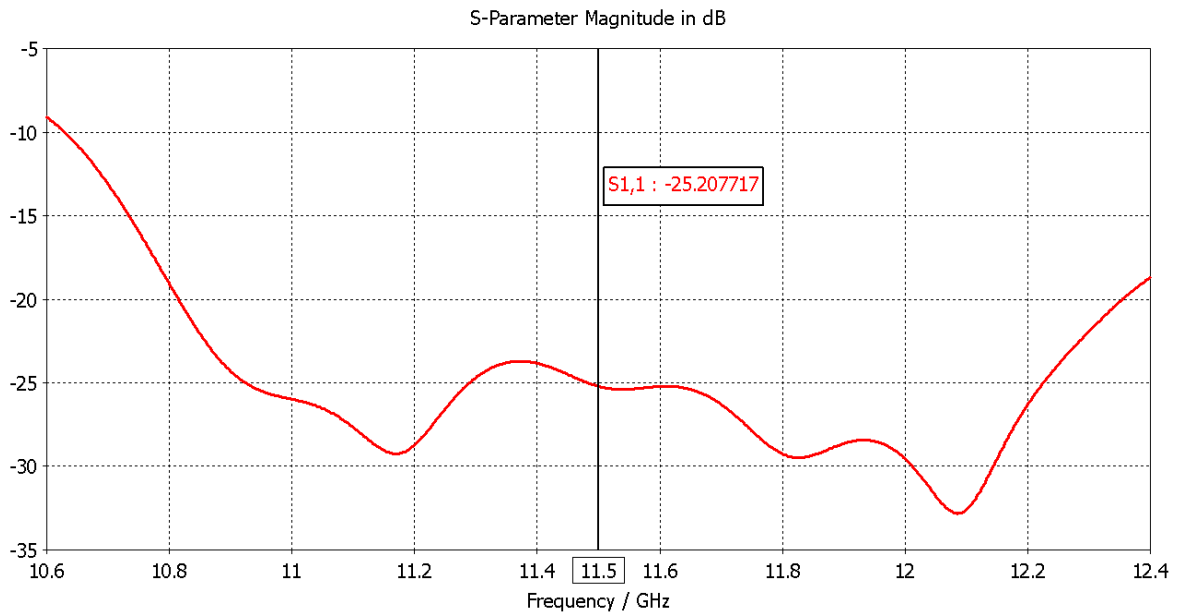


Figura 3.34: Reflexión (S_{11} en dB) del diseño final de la antenna.

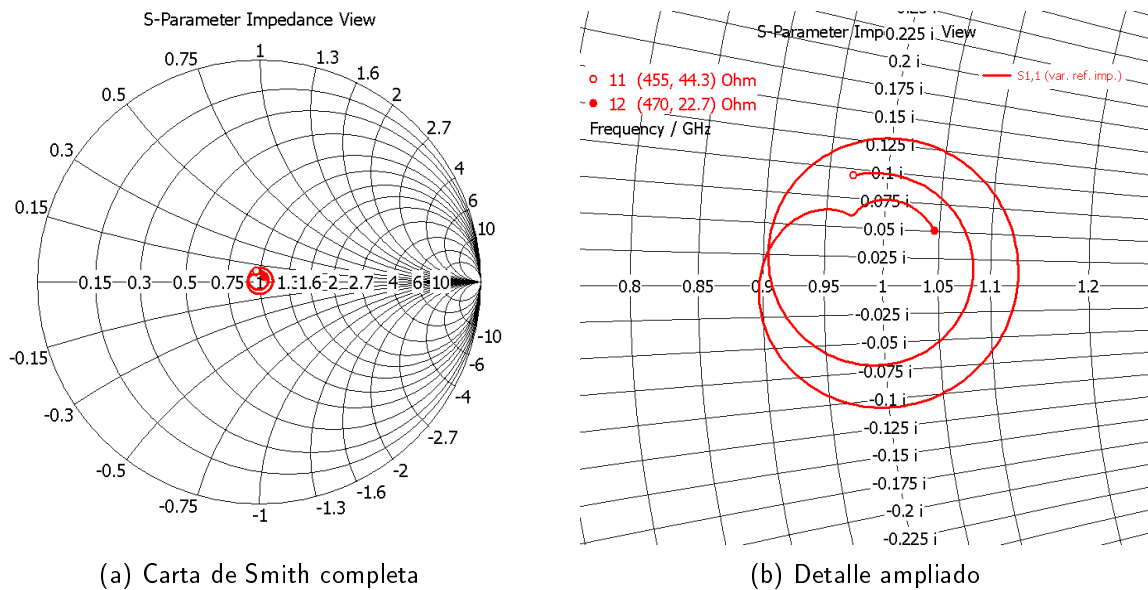


Figura 3.35: Reflexión (S_{11} en Carta de Smith) del diseño final de la antenna.

El resultado de la simulación es muy bueno, con una reflexión por debajo de -23,7 dB en toda la banda de diseño.

3.5.6.2 Diagrama de Radiación

Como la polarización de la antena es lineal, los planos de corte más interesantes para el estudio del diagrama de radiación son: plano de corte vertical a $\varphi = 90^\circ$ para la componente copolar (CP), y plano horizontal a $\varphi = 0^\circ$ para la componente contrapolar (XP).

A continuación se presentan los resultados del diagrama de radiación en 3D y en coordenadas cartesianas de los planos de corte de interés (CP y XP).

Diagramas en 3D

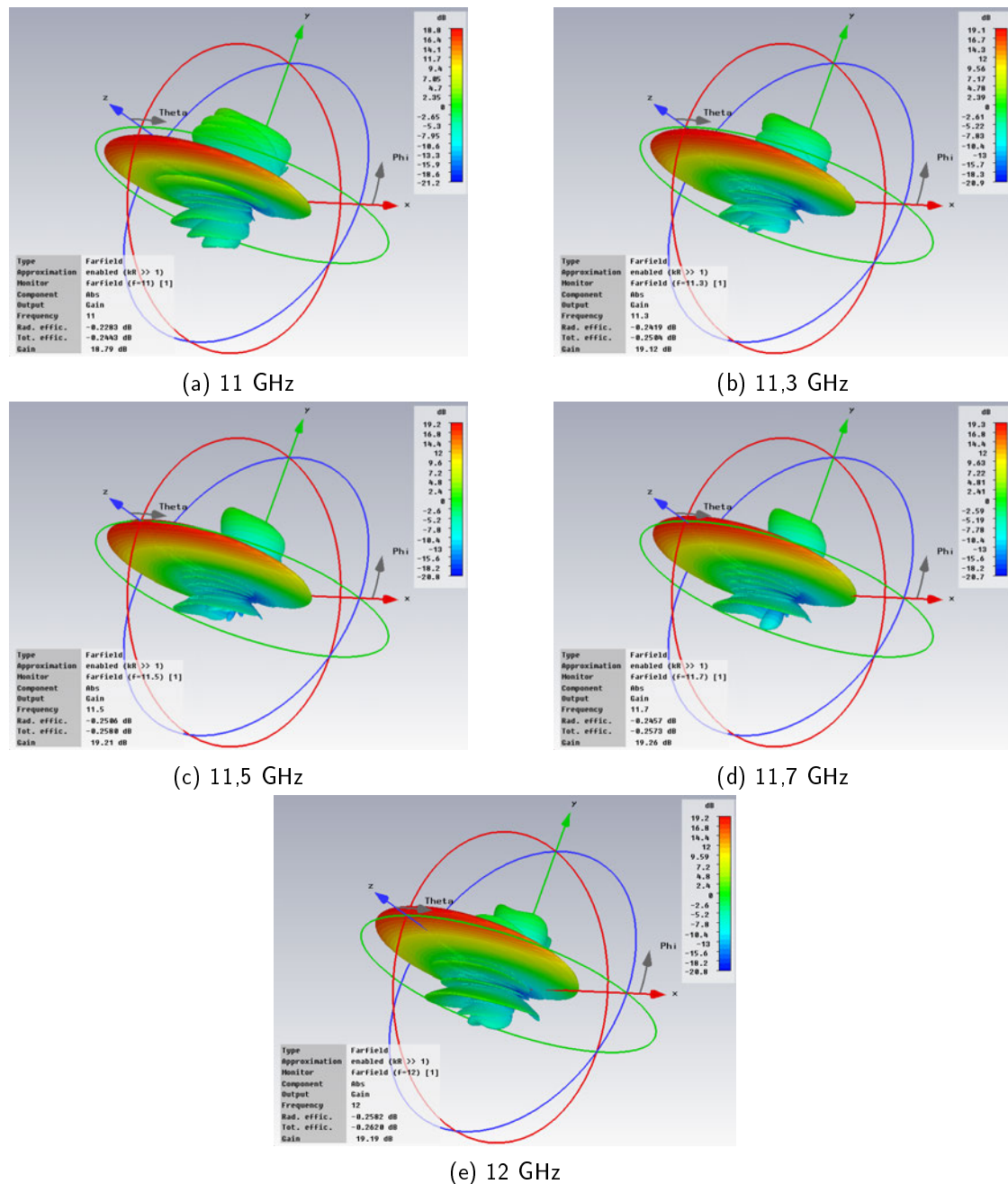


Figura 3.36: Diagramas de radiación en 3D del diseño final de la antena.

Diagramas en coordenadas cartesianas a diferentes frecuencias

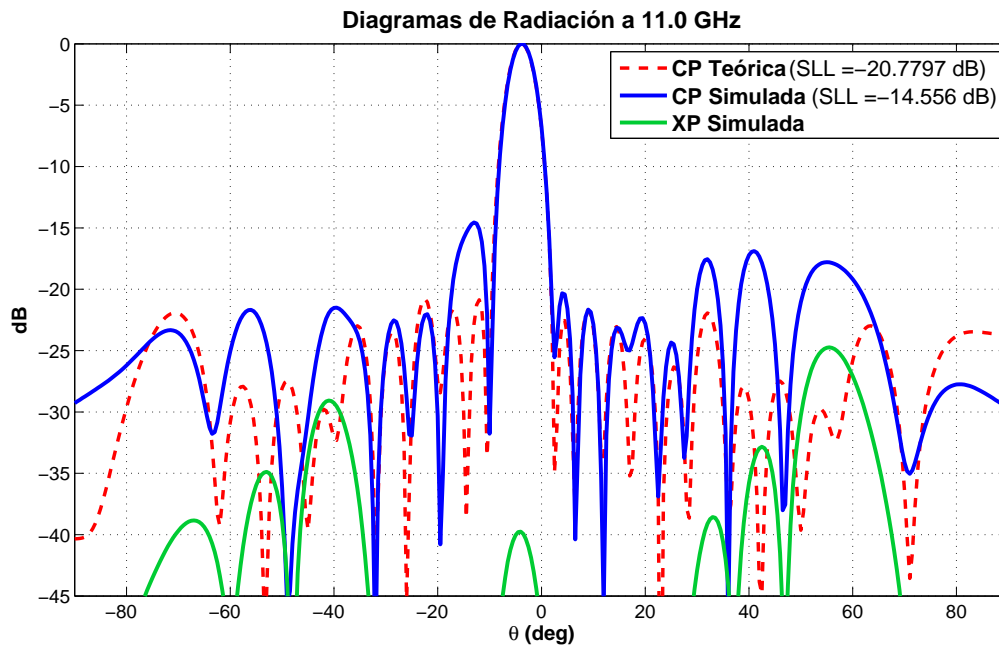


Figura 3.37: Diagrama de radiación teórico y simulado de la antena a 11,0 GHz.

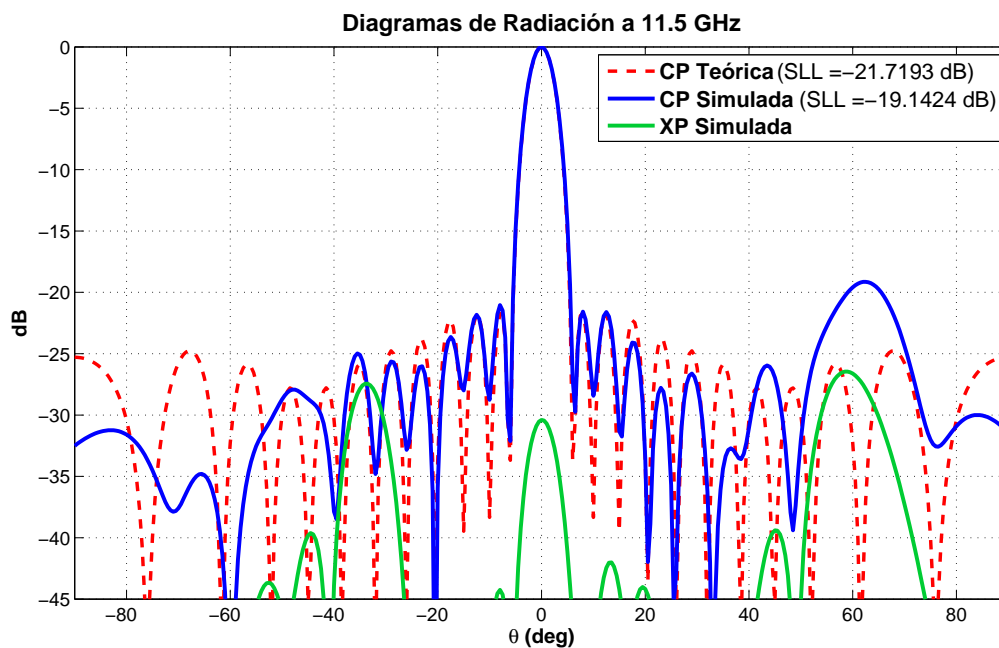


Figura 3.38: Diagrama de radiación teórico y simulado de la antena.

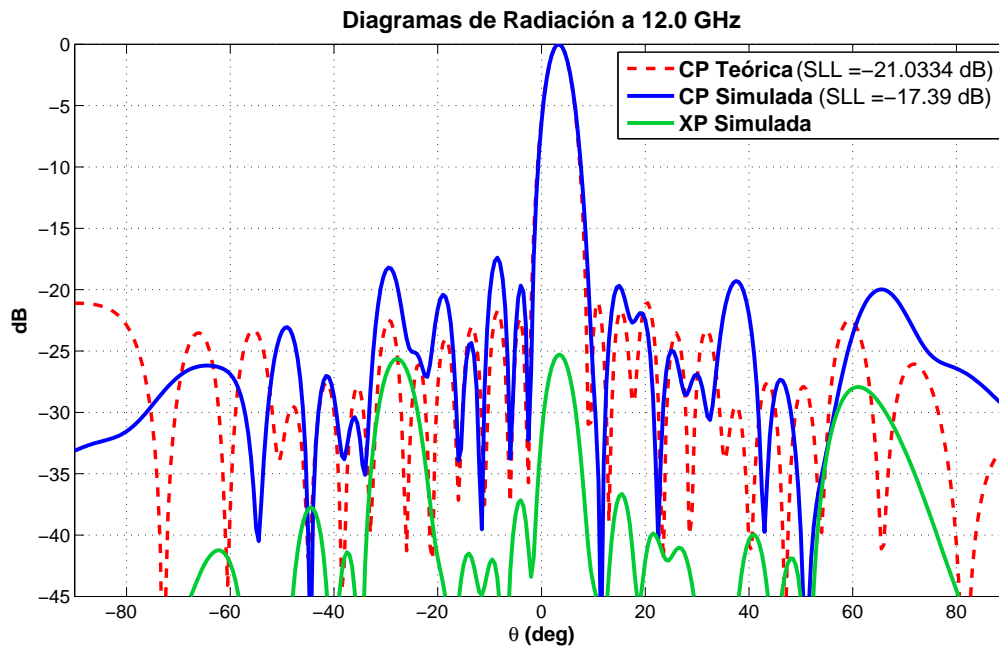


Figura 3.39: Diagrama de radiación teórico y simulado de la antena a 12,0 GHz.

3.5.6.3 Ganancia

Hasta ahora los diagramas de radiación se han presentado normalizados, en concreto la directividad normalizada a su máximo. En la Tabla 3.8 se muestran los diferentes valores máximos de ganancia (*gain*) de la antena a varias frecuencias pertenecientes la banda de trabajo.

FREQ. (GHz)	11	11,1	11,2	11,3	11,4	11,5	11,6	11,7	11,8	11,9	12
GAIN (dB)	18,77	18,9	18,99	19,12	19,17	19,2	19,2	19,24	19,26	19,22	19,16

Tabla 3.8: Valores máximos de ganancia de la radiación a diferentes frecuencias.

3.5.7 Conclusiones

A la vista de los resultados de las simulaciones, se pueden extraer una serie de conclusiones sobre el comportamiento de la antena a diferentes frecuencias.

Por un lado, en cuanto a la reflexión del conjunto de la antena, se puede afirmar que los resultados son muy satisfactorios. La corrección de la separación entre elementos de $3\lambda_g/4$ a 18,5 mm, ha conseguido reducir considerablemente el nivel de reflexión. De hecho, el S_{11} se mantiene por debajo de -24,3 dB en toda la banda de trabajo.

Por otro lado, en relación al diagrama de radiación obtenido a diferentes frecuencias, se pueden sacar muchas conclusiones. En primer lugar, los resultados de las simulaciones muestran una gran similitud con los diagramas teóricos. La aplicación del modelo de compensación

de acoplos de campo \vec{E} cercano, ha demostrado su alta eficacia para ajustar antenas de arrays. Esto ha llevado a que a la frecuencia de diseño (11,5 GHz), la simulación sea prácticamente igual al caso teórico; incluso con unos niveles de lóbulos secundarios mejores, exceptuando el lóbulo en $\theta = 60^\circ$. Este pequeño desajuste se debe a las líneas de compensación de fase, que originan una serie de radiaciones espurias que no se han podido modelar con los monitores de campo \vec{E} cercano. A efectos prácticos, esta variación apenas afecta al comportamiento de la antena dado su bajo nivel (-19,14 dB) y su posición (a 60° de la dirección de máximo apuntamiento). El resto de efectos en la radiación del campo electromagnético se han modelado correctamente gracias al uso de doble monitor en cada parche.

En segundo lugar, en las frecuencias distintas de la de diseño, se produce una desviación de la dirección del lóbulo principal. En la ecuación (3.20), que calcula el máximo apuntamiento de un array, se pone de claro manifiesto como la dirección de máxima radiación varía en función de la frecuencia (a través de k). Por ello al variar la frecuencia, la fase del array también se modifica, produciendo un cambio en el apuntamiento. De esta forma, a cualquier frecuencia distinta de la de diseño (11,5 GHz), la directividad sufre una leve alteración. Evidentemente, esto también afecta a los lóbulos secundarios y los nulos cercanos al lóbulo principal. A pesar de estas perturbaciones, los niveles de SLL son suficientemente buenos y por ende, esta circunstancia no resulta especialmente relevante.

Por último destacar que se ha conseguido una buena polarización lineal a pesar de las líneas de compensación de fase. Como se explicó en apartados anteriores, parte de estas líneas están orientadas en posición transversal a la dirección del array, generando una radiación que contribuye a la componente contrapolar (XP). Aún así, la diferencia entre las componentes copolar (CP) y contrapolar (XP) es de 25 dB en toda la banda de trabajo y en cualquier ángulo del espacio.

4

Diseño transición de alimentación

4.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo se presentan los diseños de dos tipos distintos de transiciones para alimentar el array lineal. Esta dualidad se debe a las dos opciones de alimentación disponibles en el laboratorio RFCAS:

- Transición a conector coaxial SMA: Es la forma de interconectar equipos de RF más común. Tanto el analizador de redes como los equipos de la cámara anecoica utilizan este tipo de conexión.
- Transición a guía normalizada WR90: El grupo RFCAS dispone de una transición de cable coaxial (SMA) a guía de onda normalizada WR90. De esta forma, se puede diseñar un adaptador de la guía interna del array lineal a la guía normalizada WR90, y a continuación conectar la transición ya disponible.

De cada opción se analizarán sus ventajas e inconvenientes y se explicará cuál de ambas ha sido utilizada.

4.2 TRANSICIÓN A CONECTOR COAXIAL SMA

El diseño de este tipo de transición se basa en lo comentado en el apartado 2.3.3 del capítulo 2. En él se explicaba la forma de alimentar una guía de onda mediante un conector coaxial cuyo conductor interior se insertaba en el interior de la guía. Dicho conductor se situaba a una distancia $\lambda_g/4$ de la pared inicial de la guía y actuaba como una antena monopolo $\lambda_0/4$. Esta configuración conseguía producir una onda estacionaria que se propagaba a lo largo de la guía de onda.

En el caso de la guía de onda utilizada en el array lineal, hay que tener en cuenta que está parcialmente rellena de material dieléctrico (TLX-9 $\rightarrow \epsilon_r = 2,5$). Aplicando el concepto anterior a la guía de este PFC se llega al diseño de la Figura 4.1.

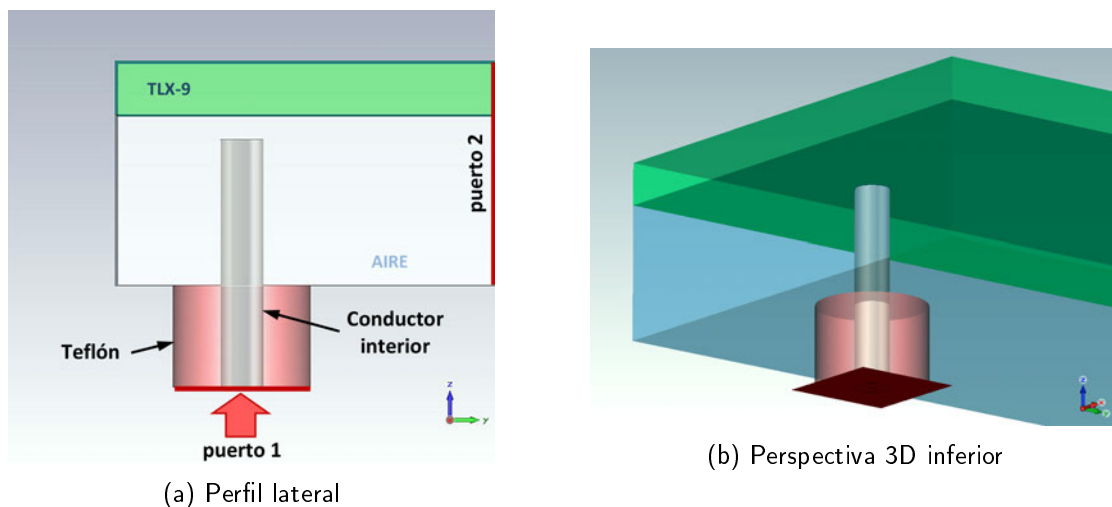


Figura 4.1: Diseño de la transición a conector coaxial SMA.

Tras una optimización de los parámetros de la transición, se consigue una reflexión de entrada por debajo de -24 dB en toda la banda [Figura 4.2a] así como una transmisión entre los puertos ($S_{2,1}$) por encima de -0,06 dB [Figura 4.2b].

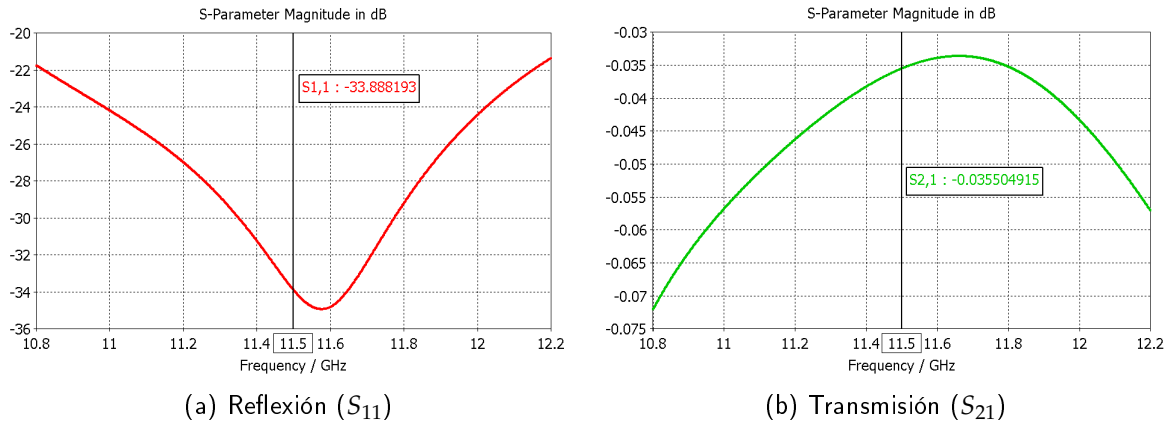


Figura 4.2: Resultados de la simulación en CST de la transición a conector coaxial SMA.

El nivel de reflexión aún es muy elevado para una transición. Con el objetivo de reducirla, se añade al conductor interior del coaxial un cilindro metálico grueso como muestra la Figura 4.3.

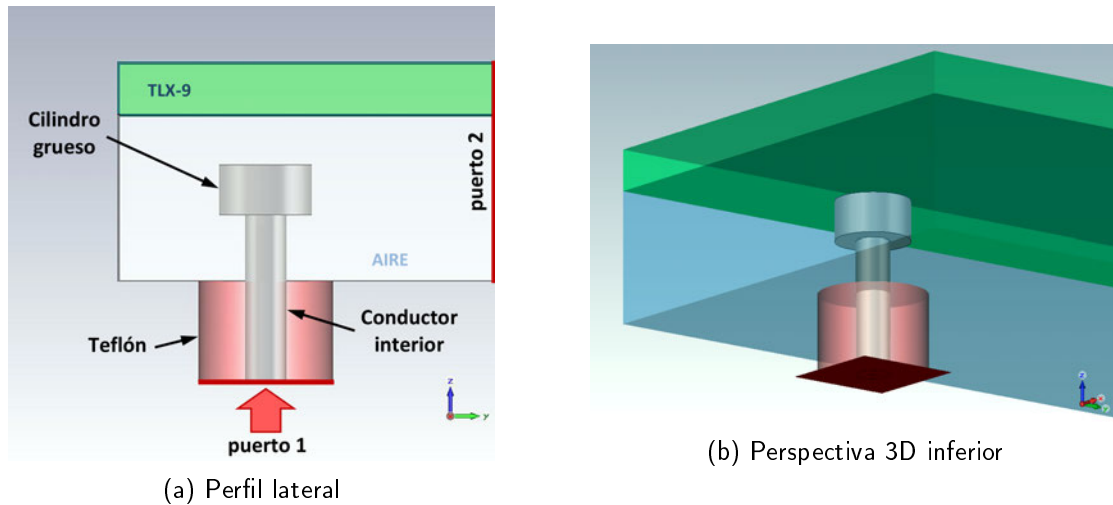


Figura 4.3: Diseño de la transición a conector coaxial SMA con cilindro grueso.

Finalmente, los resultados de las simulaciones de esta transición son bastante satisfactorios. Se tiene una reflexión de entrada menor que -28 dB [Figura 4.4a] y unas pérdidas por debajo de 0,042 dB [Figura 4.4b].

Aunque los resultados son buenos, se ha descartado implementar esta transición por su dificultad en la fabricación. Además de realizar correctamente el hueco en la pared de la guía, habría que conseguir una gran precisión al colocar el cilindro grueso en el conductor interior del coaxial.

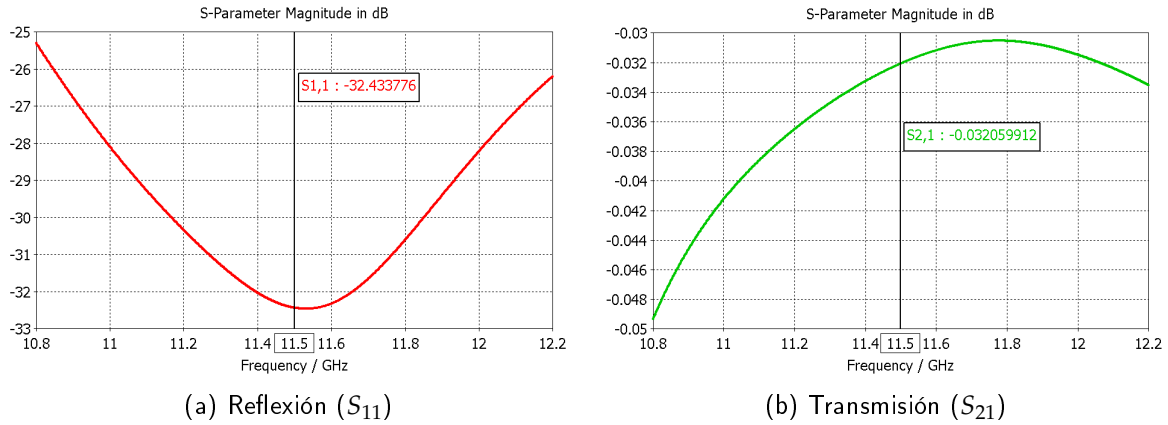


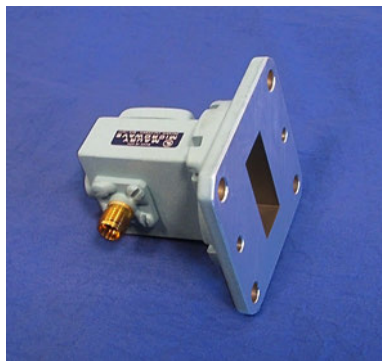
Figura 4.4: Resultados de la simulación en CST de la transición a conector coaxial SMA con cilindro grueso.

4.3 TRANSICIÓN A GUÍA NORMALIZADA WR90

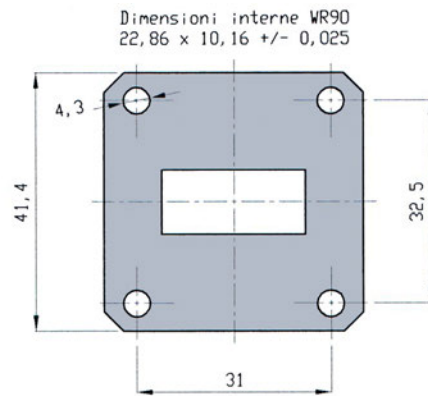
4.3.1 Guía de onda normalizada WR90

La WR90 es una guía rectangular de anchura $a = 22,86 \text{ mm}$ ($0,9 \text{ inches}^1$) y altura $b = 10,16 \text{ mm}$ ($0,4 \text{ inches}$), que está definida para las frecuencias de 8,2 a 12,4 GHz pertenecientes a la banda X.

El grupo RFCAS dispone de una transición coaxial-WR90 de alta calidad [Figura 4.5a] contenida en un Kit de calibración para WR90 de Maury Microwave Corporation [18]. De esta forma, se puede conseguir una transición global entre el array lineal y el cable coaxial mediante la conexión en serie de las transiciones array lineal-WR90 (diseñada en este apartado) y WR90-coaxial (disponible en el laboratorio). La unión de ambas se realiza mediante un **flange**, cuyas dimensiones y posición de los taladros están también normalizados [Figura 4.5b].



(a) Transición de cable coaxial a guía normalizada WR90 de Maury Microwave



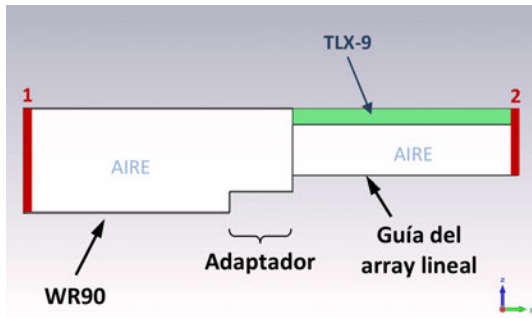
(b) Flange para guía WR90

Figura 4.5: Guía de onda normalizada WR90.

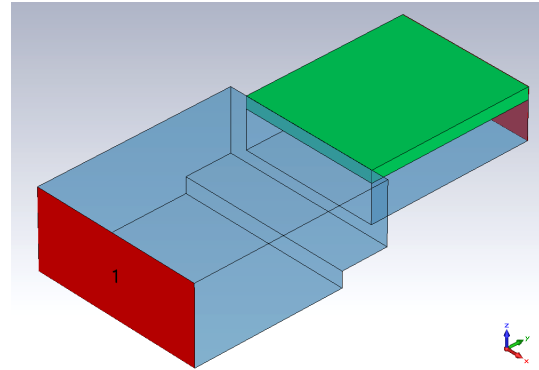
¹Inches = pulgadas (1 pulgada = 2,54 cm).

4.3.2 Diseño de la transición

La transición está formada por un adaptador en guía de onda entre la del array lineal (rellena parcialmente de dieléctrico), y una normalizada WR90 totalmente hueca. El diseño de la transición está basado en el método de Uher para adaptación de guías de onda mediante adaptadores $\lambda_g/4$ intermedios (en este caso solo ha sido necesario uno). La estructura del mismo se presenta en la Figura 4.6.



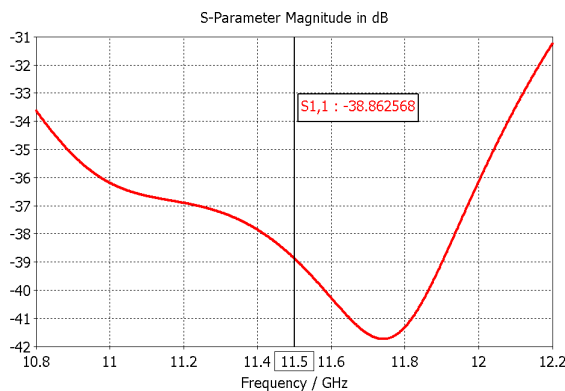
(a) Perfil lateral



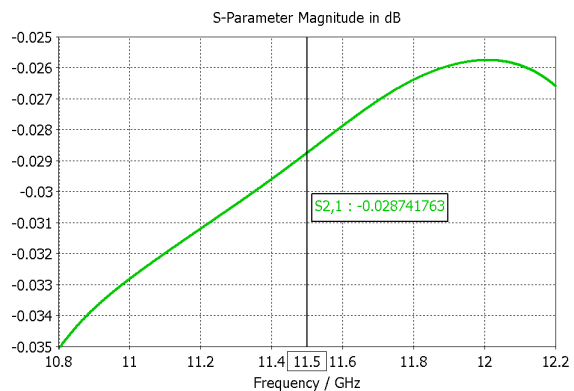
(b) Perspectiva 3D superior

Figura 4.6: Diseño de la transición a guía de onda normalizada WR90.

El adaptador consiste en una guía de onda con unas dimensiones (altura y anchura) comprendidas entre las de las guías a adaptar, y una longitud aproximada de $\lambda_g/4$. De esta forma, se logra una discontinuidad menor entre las dos guías de los extremos. La longitud del adaptador tiene mucha influencia, dado que permite controlar el cambio de impedancia entre las guías a adaptar.



(a) Reflexión (S_{11})



(b) Transmisión (S_{21})

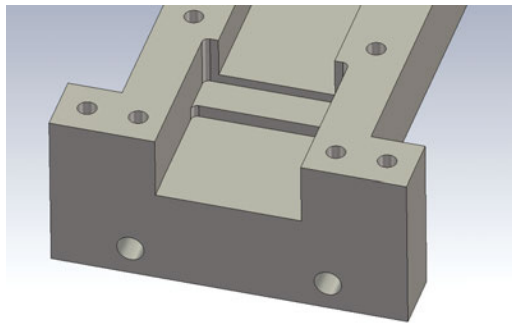
Figura 4.7: Resultados de la simulación en CST de la transición a guía normalizada WR90.

Tras la optimización de la transición, los resultados obtenidos se presentan en la Figura 4.7. Como se puede ver, el rendimiento es excelente: se tiene una reflexión por debajo de -36 dB y unas pérdidas inferiores a 0.033 dB en toda la banda de trabajo. Esta transición además, es relativamente fácil de fabricar ya que puede integrarse con el resto del array lineal. Por todas estas razones, ésta ha sido la transición utilizada para el conjunto de la antena.

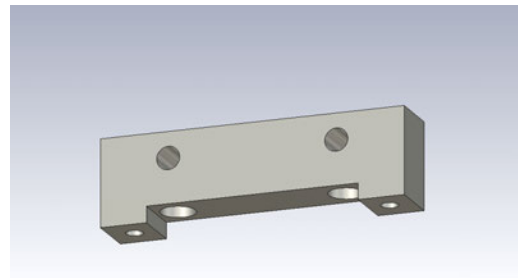
4.3.2.1 Integración con el array lineal

Finalmente se muestra como se ha integrado la transición en guía con el array lineal formando la antena completa. Para simplificar la fabricación, la transición se ha incorporado a la pieza metálica que contiene las paredes inferior y laterales de la guía de onda del array lineal. También se ha tenido en cuenta la precisión a la hora de fresar la pieza, por ello las esquinas de la transición se han redondeado con un radio de 1 mm. Dicho radio es el de la herramienta que realizará el fresado.

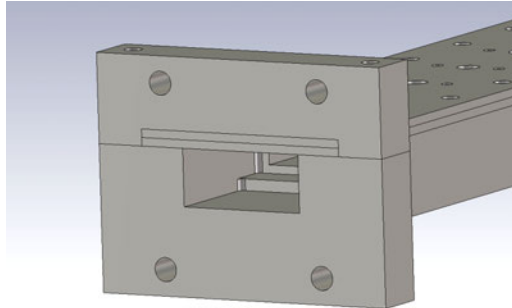
Por último, se han ideado una serie de piezas que, unidas entre sí, forman el flange de la guía normalizada WR90. Dicho flange servirá para unir la antena con la transición coaxial-WR90. La Figura 4.8 muestra algunos de los detalles finales del diseño.



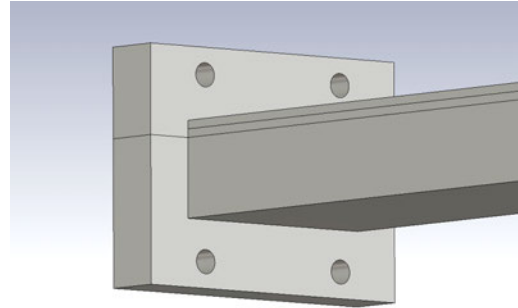
(a) Pieza inferior con todas las partes integradas



(b) Pieza superior del flange



(c) Vista frontal del flange



(d) Vista posterior del flange

Figura 4.8: Diseño en 3D de la transición a guía normalizada WR90 y su flange integrados con el array lineal.

5

Integración y resultados experimentales

5.1 INTRODUCCIÓN

En primer lugar, en este capítulo se presenta la integración final del diseño que constituye la antena completa, así como un resumen de las piezas que la componen. A continuación se explica el proceso completo de fabricación y montaje de los prototipos de la misma. Por último, se muestran los resultados de las medidas llevadas a cabo en la cámara anecoica de la EPS (UAM).

5.2 INTEGRACIÓN

En los capítulos 3 y 4 se completaron los diseños del array lineal y la transición de alimentación respectivamente. La parte final del capítulo 3 estuvo dedicada al ajuste del diseño final según un modelo de compensación de acoplo mutuo. Como se explicó entonces, esta optimización se llevó a cabo sobre la integración del array lineal con la transición de alimentación; proporcionando la capacidad de corregir cualquier degradación producida al unir ambas partes. En la Figura 5.1 se muestra aspecto final del mencionado diseño.

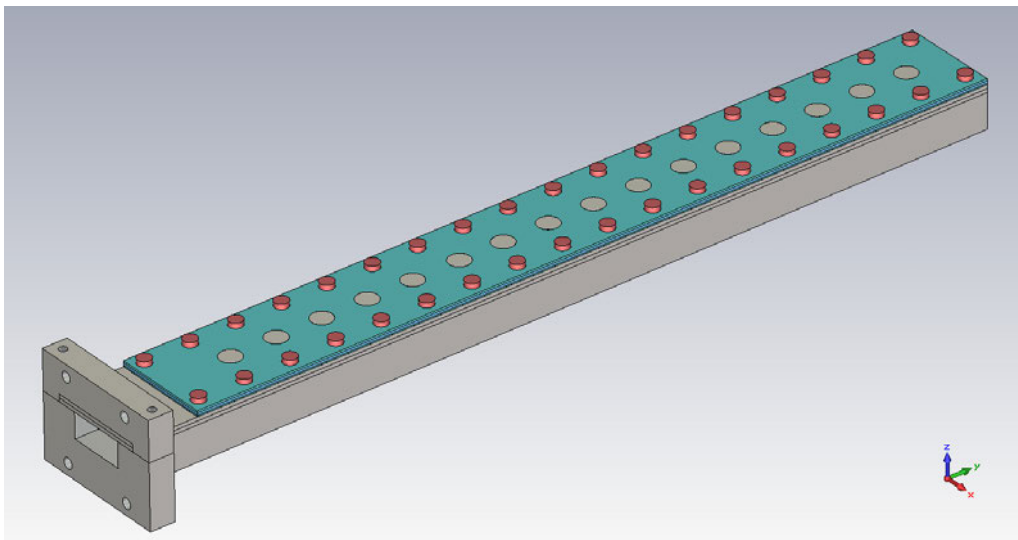


Figura 5.1: Aspecto de la antena final en el programa de simulación CST.

La antena consta de diversas piezas que se pueden clasificar en 3 grandes grupos:

- **Piezas metálicas:** Constituyen el esqueleto de la antena. Forman la guía de onda, la transición de alimentación y su flange (ver capítulo 4, sección 4.3.2.1).
- **Capas de sustrato:** Placas de sustrato dieléctrico donde van impresas las líneas microstrip que forman las líneas de acoplo y los parches radiantes. También se incluye en este grupo a la capa de espuma ROHACELL.
- **Vías y tornillería:** Vías metálicas que conectan el interior de la guía con los parches y tornillería que mantiene unida toda la estructura multicapa. Hay tornillos de dos tipos:
 - Metal: En el flange para conseguir una unión más fuerte y continuidad de masa.
 - Nylon: En el resto para no afectar en la radiación de los parches.

5.3 CONSTRUCCIÓN DEL PROTOTIPO

En este apartado se describe la fabricación de un prototipo del diseño. Esto ha permitido comprobar si los resultados obtenidos en las simulaciones son ciertos o no. La construcción de un prototipo, también dará una idea de la calidad en la fabricación que se puede alcanzar en el taller de circuitos impresos y el laboratorio RFCAS de la EPS (UAM).

Como se explicó en capítulos anteriores, el diseño se ha desarrollado de forma que fuese posible construir el array de alimentación y el array de parches por separado. De manera que se pueda medir cada parte independientemente y luego unirlos en la antena completa. Por lo tanto, en realidad se fabricarán 4 prototipos:

- **Prototipo 1: Array de alimentación.** Formado por la guía de onda con la transición integrada y las líneas de acoplo internas.
- **Prototipo 2: Array de parches.** Array lineal de 16 parches radiantes.
- **Prototipo 3: Alimentación + Parches.** Unión de los arrays de alimentación y parches en una antena propiamente dicha. La unión se realiza mediante transiciones SMA macho-macho entre los conectores SMA hembra de cada uno de los 16 elementos.
- **Prototipo 4: Antena final.** Antena completa definitiva, con todas las partes integradas sin conectores intermedios.

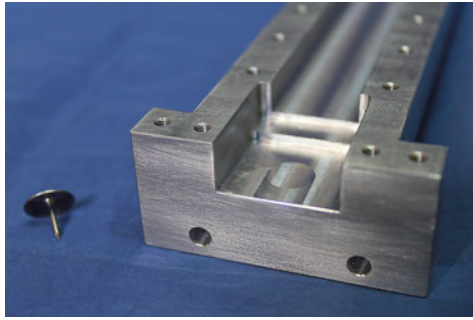
La fabricación de las partes metálicas se ha encargado a una empresa externa a la UAM. El resto de la antena se ha fabricado íntegramente en el taller de circuitos impresos y el laboratorio RFCAS de la EPS. El proceso de construcción de las líneas microstrip que forman las capas de la antena (líneas de acoplo y parches) se describe detalladamente en el anexo A.

5.3.1 Piezas metálicas

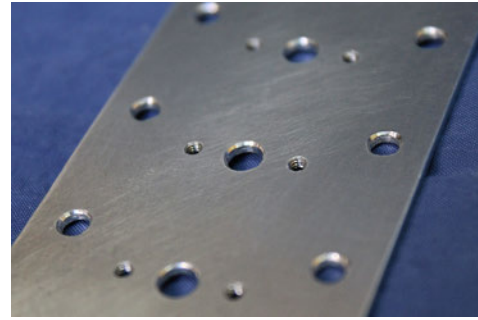
Las piezas metálicas han sido construidas en **Aluminio** por la empresa MECANIZADOS FELPER, a partir de los planos de las mismas (anexo B) y el diseño 3D por ordenador proporcionados por el autor de este documento.

Las piezas fabricadas son:

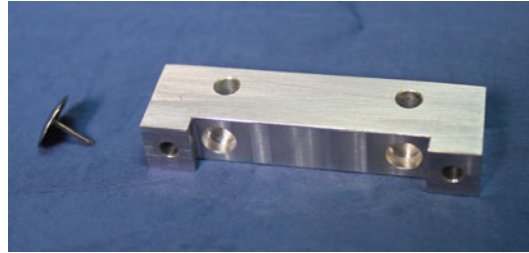
- Base de la guía de onda (paredes inferior y laterales) con la transición y la parte inferior del flange integradas [Figura 5.2a]. A lo largo de los laterales de la pieza se han hecho agujeros roscados para los tornillos que sujetan la estructura.
- Parte superior del flange [Figura 5.2c].
- Dos piezas iguales que sirven tanto de tapa superior de la guía de onda como de base de los parches [Figura 5.2b]. Estas piezas tienen 3 tipos de agujeros: para las vías que conectan las líneas de acoplo con los parches, para los tornillos que sujetan toda la estructura multicapa, y agujeros con rosca M2 para los tornillos de los conectores.



(a) Detalle frontal de la pieza inferior



(b) Detalle de las tapas



(c) Pieza superior del flange

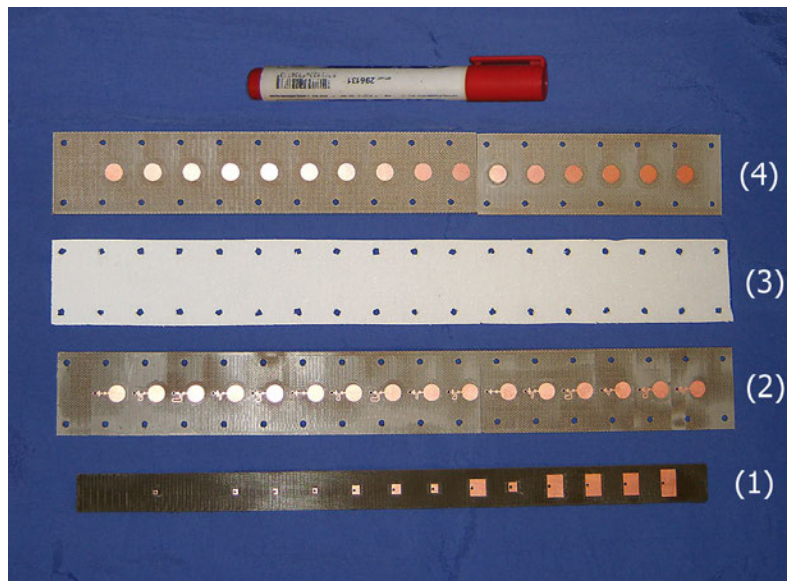
Figura 5.2: Detalles de las piezas metálicas.



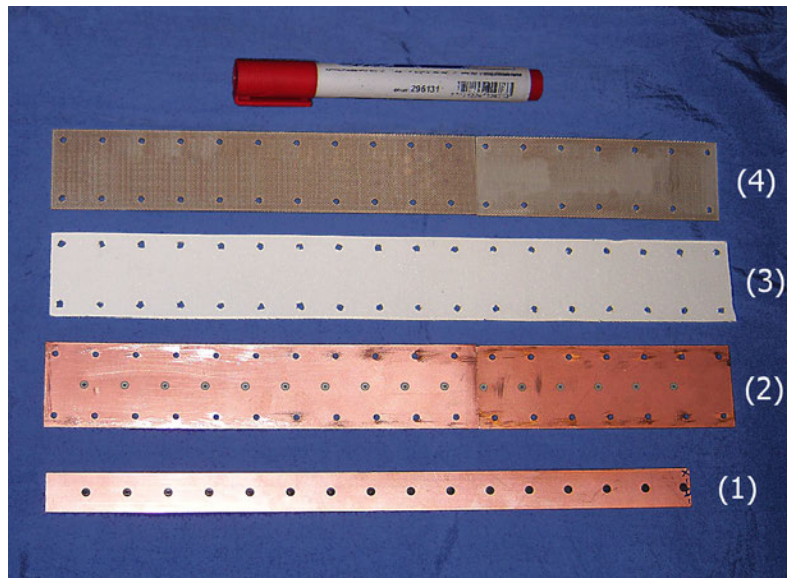
Figura 5.3: Piezas metálicas construidas en aluminio.

5.3.2 Fabricación de todas las capas

El siguiente paso es fabricar las distintas capas que integran la antena [Figura 5.4]. Se ha utilizado la máquina LPKF empleando los sustratos definidos para cada una de las capas, exceptuando la capa de ROHACELL, que ha sido cortada y taladrada de forma manual. Los planos de estas piezas se pueden consultar en el anexo B.



(a) Vista frontal (*Top*)



(b) Vista trasera (*Bottom*)

Figura 5.4: Vistas de todas las capas fabricadas: (1) Líneas de acoplo y su plano de masa, (2) Parches inferiores con líneas de fase y su plano de masa, (3) ROHACELL y (4) Parches superiores.

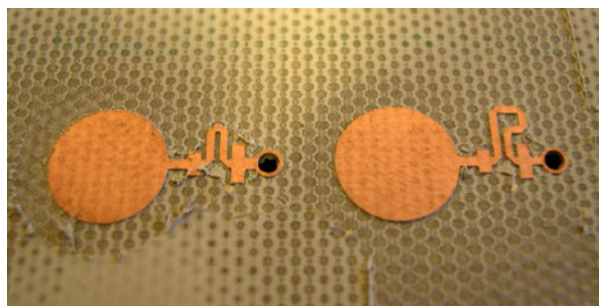
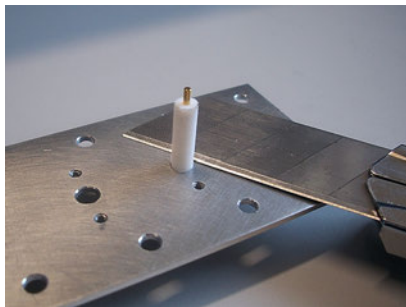


Figura 5.5: Detalle de los parches inferiores y las líneas de compensación de fase.

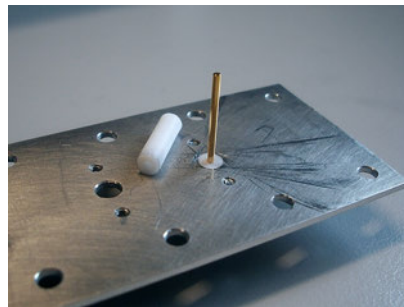
5.3.3 Preparación de los conectores

El diseño llevado a cabo permite construir cada parte por separado y realizar una caracterización individual de cada una de ellas. Para poder medir cada elemento de los prototipos, se integró una estructura coaxial que admite la conexión de conectores SMA de montaje en panel [14]. Dichos conectores han de ser modificados para adaptarlos al diseño y poder realizar el montaje. Su preparación consiste en los siguientes pasos:

1. **Corte del teflón:** En primer lugar se corta el teflón que recubre el conductor interior o alma. El corte se hace a 1,5 mm de la parte metálica exterior del conector, valor que corresponde con el grosor de la tapa metálica que tiene que atravesar. De esta forma, queda justo al nivel donde empieza el sustrato con las líneas microstrip [Figura 5.6].



(a) Corte del teflón del conector



(b) Teflón ya cortado



(c) Comparativa

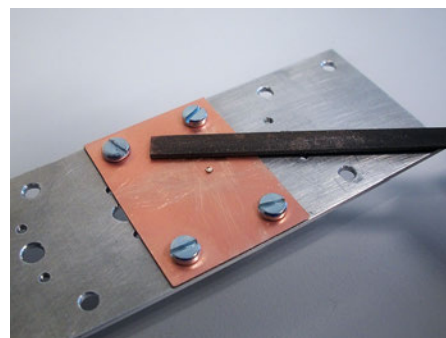
Figura 5.6: Corte del teflón del conector SMA de montaje en panel.

2. **Corte del conductor interior:** Ahora es necesario cortar el alma del conector para reducir su longitud, ya que es muy larga. El tamaño del corte dependerá del sustrato que tenga que atravesar, hay dos casos: TLX-9 de 1,575 mm para las líneas de acoplo y RF-35 de 0,508 mm para los parches inferiores.

Para ejecutar el corte con mayor control, se han construido dos piezas extra llamadas útiles de corte. La función de estas piezas es sustituir las placas definitivas para protegerlas de cualquier deterioro durante este proceso. Estos útiles de corte están fabricados en sustrato de fibra de vidrio FR4, y llevan un taladro por el que pasa el alma del conector. Dichas piezas se unen a una cara de la tapa metálica y se procede con el corte [Figura 5.7a]. La razón de que sean dos piezas distintas es reproducir los grosores (1,575 y 0,508 mm) de los sustratos que se utilizarán definitivamente.



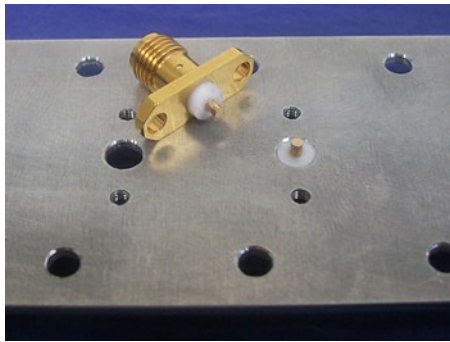
(a) Corte del alma del conector



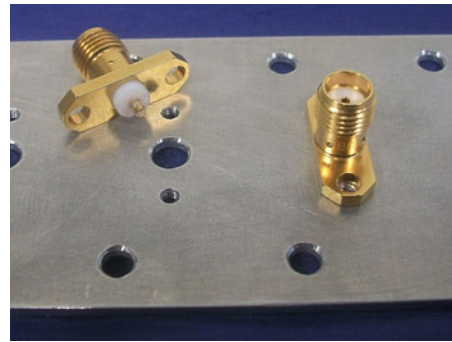
(b) Limado del alma del conector

Figura 5.7: Corte y limado del alma del conector SMA de montaje en panel.

- 3. Limado del conductor interior:** Para aumentar la precisión de la longitud del conductor interior, se rebaja su altura mediante el limado del mismo. Siempre teniendo la referencia del útil de corte y dejando un pequeño margen para realizar la posterior soldadura con la línea microstrip [Figura 5.7b]. Al limar el alma, el útil de corte se deteriora inevitablemente, siendo esta es la principal razón de su uso. De esta manera, las capas definitivas no sufren ningún desperfecto durante la preparación de los conectores. El resultado final del proceso de preparación completo se presenta en la Figura 5.8.



(a) Vista superior



(b) Vista inferior

Figura 5.8: Resultado de la preparación de los conectores SMA de montaje en panel.

Este proceso se repite hasta preparar 32 conectores: 16 del array de alimentación y 16 del array de parches. Cada grupo se elaborará con el útil de corte de grosor adecuado: 1,575 mm para los conectores de la alimentación y 0,508 mm para los de los parches. Cabe destacar que el conector de la alimentación correspondiente al último elemento (carga en guía), tiene un corte distinto. En su caso, el alma sobresale 3,75 mm del sustrato de 1,575 mm. Para conseguir un resultado preciso se ha utilizado un calibre para la medida de estas distancias.

5.3.4 Prototipo 1: Array de alimentación

Con todas las piezas disponibles y preparadas, se puede comenzar a montar los distintos prototipos. El primero de ellos es el array de alimentación, que consiste en la guía de onda (con la transición a WR90 incluida) en cuyo interior se disponen las líneas de acoplo. En los extremos superiores de cada una de ellas, ya fuera de la guía, se colocan conectores para realizar medidas de acoplo. Este prototipo constará de 17 puertos: 1 en guía WR90 de entrada, y 16 coaxiales SMA de cada elemento del array.

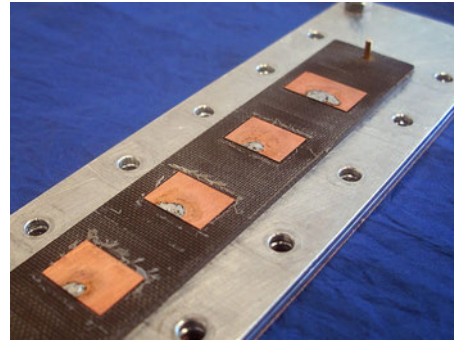
El primer paso es montar el sustrato que contiene las líneas de acoplo sobre una cara de una de las tapas metálicas, dicha cara será la que quede en el interior de la guía. Por la otra cara se colocan los conectores de forma que su conductor interior atraviere la estructura y quede a ras de las líneas de acoplo del otro lado. En ese punto es donde se realizará la soldadura.

En segundo lugar, para lograr una buena soldadura y que la estructura quede bien fija y compacta, se han construido unas piezas extra llamadas útiles de soldadura. Estas piezas se colocan por encima del sustrato a soldar y se unen a la tapa metálica mediante tornillos. Las piezas tienen una serie de aberturas en cada elemento, que permiten realizar la soldadura [Figura 5.9a]. De esta manera, se ejerce una presión sobre la estructura mientras se sueldan las líneas de acoplo y los conductores interiores de los conectores. Una vez finalizada la soldadura,

los útiles se desmontan quedando todo perfectamente unido [Figura 5.9b]. En la parte superior derecha de la Figura 5.9b, se puede ver el caso del último elemento (carga) que sobresale 3,75 mm de la superficie del sustrato.



(a) Líneas con los útiles de soldadura



(b) Aspecto final

Figura 5.9: Líneas de acoplo soldadas a los conectores SMA.

El tercer y último paso consiste en llevar a cabo el montaje final de la guía de onda. Para ello, se coloca la tapa metálica sobre la pieza que contiene la parte inferior de la guía de forma que las líneas queden en el interior y los conectores en el exterior [Figura 5.10a]. Por último para completar el prototipo, se sitúa la parte superior del flange [Figura 5.10b].



(a) Detalle de los conectores de cada elemento



(b) Detalle del flange

Figura 5.10: Detalles exteriores del array de alimentación.

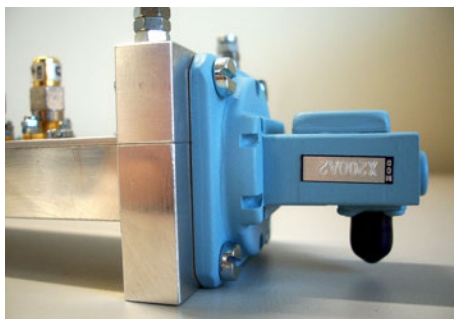


Figura 5.11: Detalle de la unión mediante flange entre el array lineal y la transición coax-WR90 de Maury Microwave .

Como se ha explicado anteriormente, para poder conectar la entrada al analizador de redes y al resto de dispositivos, es necesario acoplar la transición coax-WR90 de Maury Microwave

a la entrada del array, uniendo con tornillería ambos flanges [Figura 5.11]. Este procedimiento se repetirá en el resto de prototipos que tengan entrada en guía WR90 (prototipos 1, 3 y 4). El aspecto final del Prototipo 1 se muestra en la Figura 5.12.

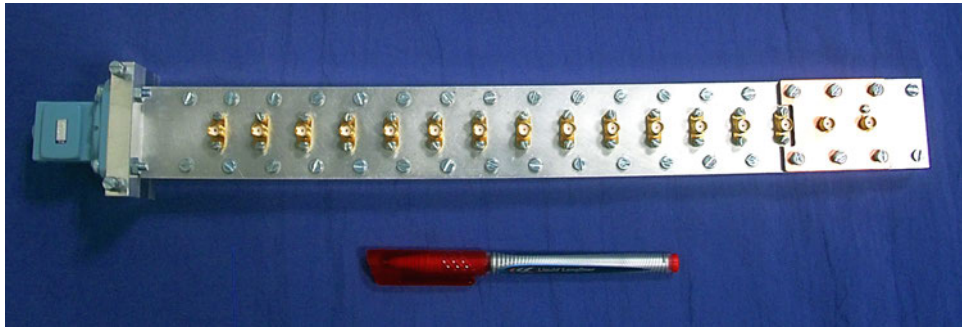


Figura 5.12: Montaje finalizado del Prototipo 1: Array de alimentación conectorizado.

5.3.5 Prototipo 2: Array de parches

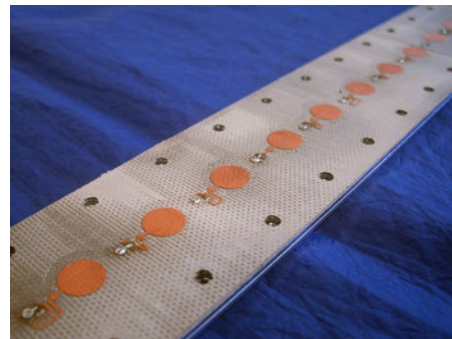
Con el resto de piezas se acomete el montaje del segundo prototipo, el array de parches radiantes. La base de este prototipo es la otra tapa metálica no utilizada en el array de alimentación. Sobre ella se colocan las capas que forman la estructura de doble parche, y por debajo los correspondientes conectores que permiten realizar las medidas. Este prototipo consta de 16 puertos coaxiales SMA, pertenecientes a cada elemento radiante (parche) del array.

En primer lugar, se sitúa el sustrato RF-35 de 0,508 mm que contiene los parches inferiores sobre la tapa metálica. Por la otra cara se colocan los conectores tal que su conductor interior atraviese la estructura y quede a ras de los parches del otro lado donde se realizará la soldadura.

A continuación, para lograr una buena soldadura y que la estructura quede bien fija y compacta, se han utilizado las piezas que se emplearon en el montaje del array de alimentación (útiles de soldadura). Como en la anterior ocasión, las piezas se emplazan encima del sustrato a soldar y se fijan a la tapa metálica mediante tornillos [Figura 5.13a]. Una vez finalizada la soldadura, los útiles se desmontan quedando todo perfectamente unido [Figura 5.13b].



(a) Parches inferiores con los útiles de soldadura



(b) Aspecto final

Figura 5.13: Parches inferiores soldados a los conectores SMA.

Para concluir el prototipo, se emplazan el resto de capas del doble parche (ROHACELL y

parches superiores) y se fija toda la estructura multicapa con tornillos de Nylon para que no afecten a la radiación de los parches. El resultado final se muestra en la Figura 5.14.

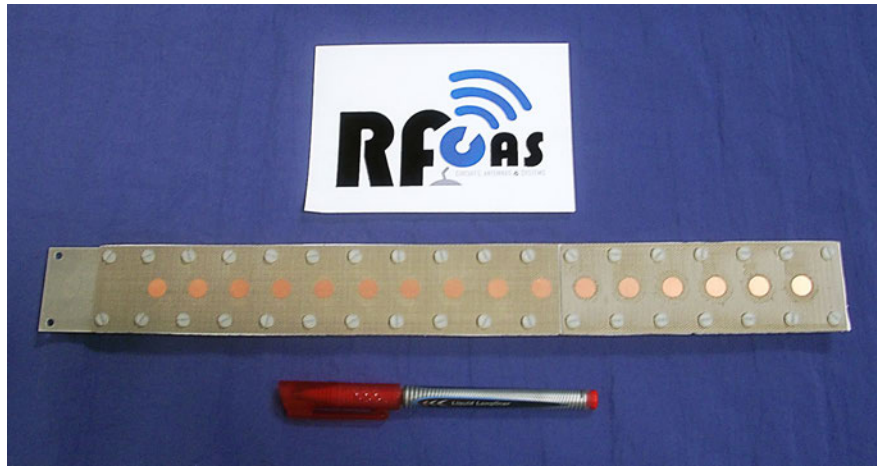


Figura 5.14: Montaje finalizado del Prototipo 2: Array de parches conectorizado.

5.3.6 Prototipo 3: Alimentación + Parches

Una vez concluidas las medidas del array de alimentación y el de parches por separado, se procede a su ensamblado para formar el tercer prototipo. La unión se realiza mediante transiciones SMA macho-macho de RS [19] entre los conectores de ambas agrupaciones [Figura 5.15]. El resultado final se muestra en la Figura 5.16. Este prototipo ya puede considerarse como una antena, y por ello su radiación será medida en la cámara anecoica.

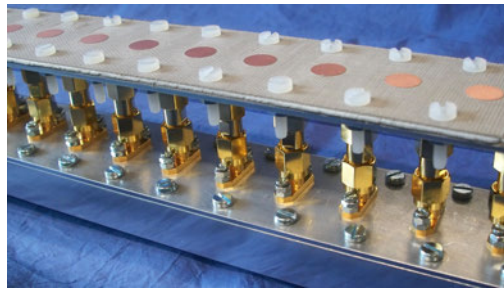


Figura 5.15: Detalle de la unión mediante transiciones SMA macho-macho.

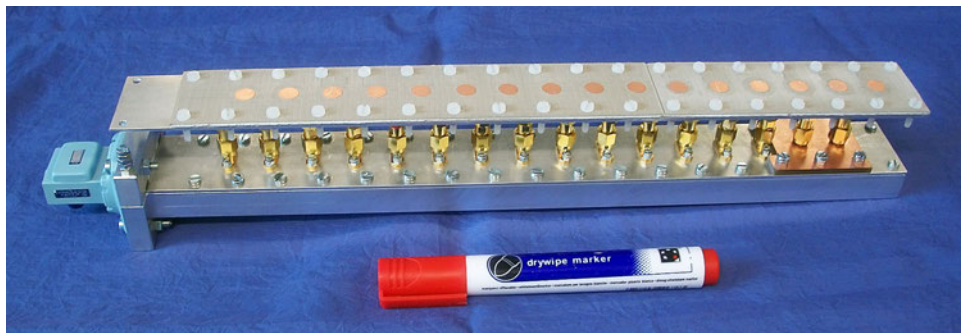


Figura 5.16: Montaje finalizado del Prototipo 3: Alimentación + Parches.

5.3.7 Prototipo 4: Antena final

En último lugar, se lleva a cabo el montaje de la antena definitiva. Este prototipo será la integración de la alimentación y los parches en un solo conjunto. Para ello, es necesario desmontar completamente el prototipo anterior, lo que incluye desoldar todos los conectores SMA que ya no serán necesarios. En su lugar se utilizarán únicamente vías metálicas.

Con todas las piezas y capas por separado, lo primero es preparar las vías que conectan las líneas de acoplo con los parches y las piezas de teflón que las recubren. Todas ellas se fabrican con los sobrantes que quedaron tras la preparación de los conectores, explicado en el apartado 5.3.3. El proceso consiste en cortar las piezas sobrantes al tamaño deseado, con ayuda de los útiles de corte antes construidos. En el caso de las vías, para su corte y posterior limado, se disponen las dos tapas metálicas juntas con un útil de corte a cada lado. De esta forma se tiene la longitud necesaria para encajar correctamente en la estructura. El resultado de las vías ya cortadas se presenta en la Figura 5.17.

El siguiente paso es soldar los extremos de las vías a las líneas de acoplo y a los parches. Para ello se colocan las dos tapas metálicas juntas y, en una de sus caras se sitúa el sustrato con las líneas de acoplo y en la otra el sustrato con los parches inferiores. De nuevo, para lograr un resultado compacto y sin huecos entre medias, se montan sobre ambos sustratos los útiles de soldadura y se fija toda la estructura con tornillos. A continuación se realiza el soldado por ambas caras. Una vez hecha la soldadura, se desmontan los útiles quedando todo perfectamente unido.

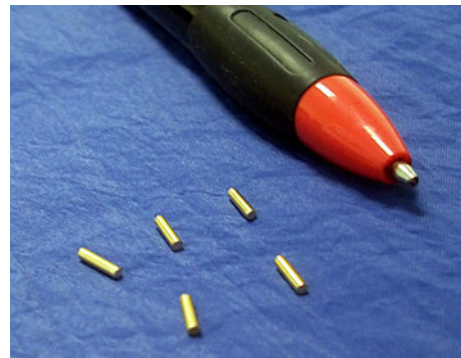
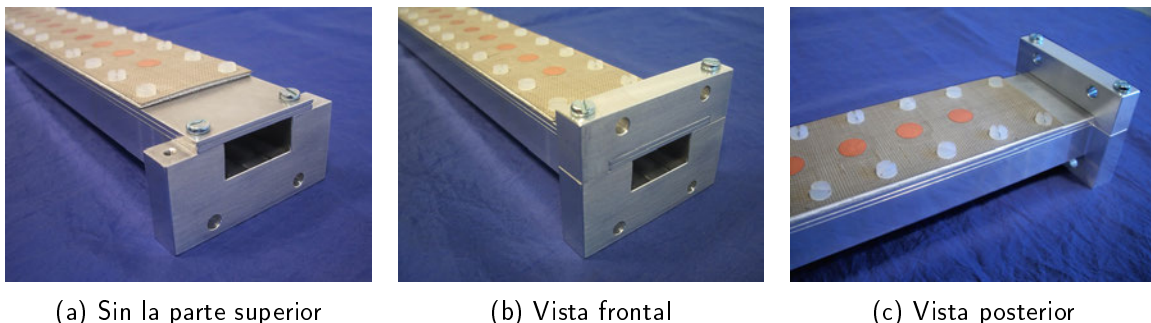


Figura 5.17: Vías que conectan las líneas de acoplo con los parches.

Finalmente se procede al montaje final: como base se tiene la pieza metálica que contiene la parte inferior de la guía, a continuación la estructura que se acaba de construir de forma que la cara con las líneas de acoplo queden en el interior de la guía y, por último, el resto de capas (ROHACELL y parches superiores) que componen el elemento radiante. Toda esta estructura multicapa se fija con tornillos de Nylon y se emplaza la pieza metálica que forma la parte superior del flange [Figura 5.18]. El resultado final se muestra en la Figura 5.19.



(a) Sin la parte superior

(b) Vista frontal

(c) Vista posterior

Figura 5.18: Detalle del flange de la antena final construida.

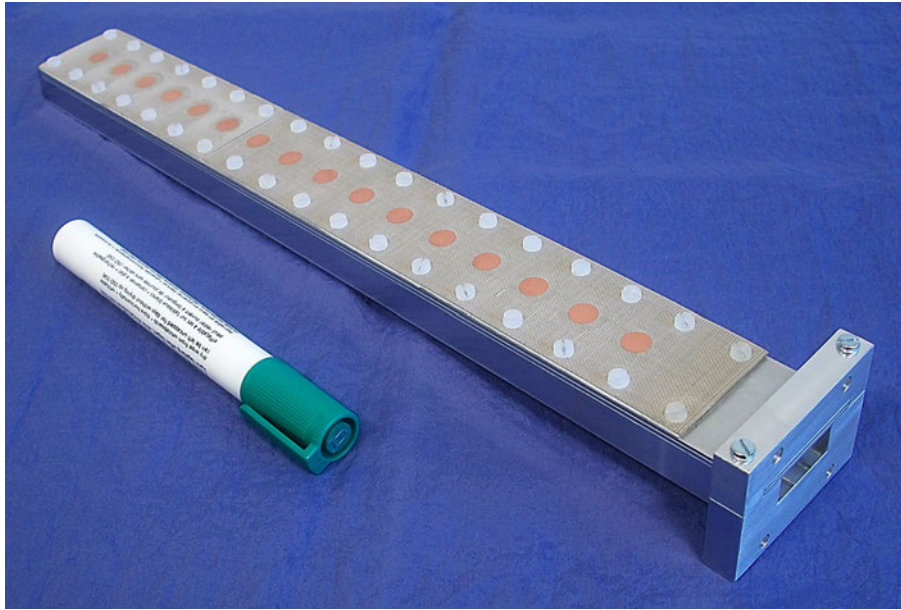


Figura 5.19: Montaje completado del Prototipo 4: Antena final.

5.4 MEDIDAS DE LOS PROTOTIPOS Y COMPARACIÓN

Tras completar el montaje de cada prototipo, se llevan a cabo las medidas oportunas de los mismos. Se han evaluado los parámetros S de todos ellos y la radiación de los prototipos 3 y 4 únicamente. Dado que los prototipos 1 y 2 poseen un gran número de puertos, en esta memoria solo se presentan los resultados de los terminales más representativos.

5.4.1 Prototipo 1: Array de alimentación

Con ayuda del analizador de redes [24] y cables coaxiales [26], se han medido los parámetros S de este prototipo [Figura 5.20]. El resultado es un archivo de tipo TOUCHSTONE '.s17p'. Dicho fichero contiene la medida de todos los parámetros S de los 17 puertos que tiene el dispositivo (entrada + 16 elementos).

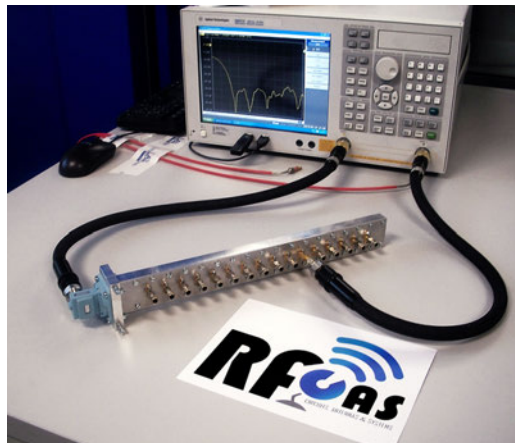


Figura 5.20: Proceso de medida de los parámetros S del array de alimentación.

5.4.1.1 Reflexión de entrada (Parámetro S_{11})

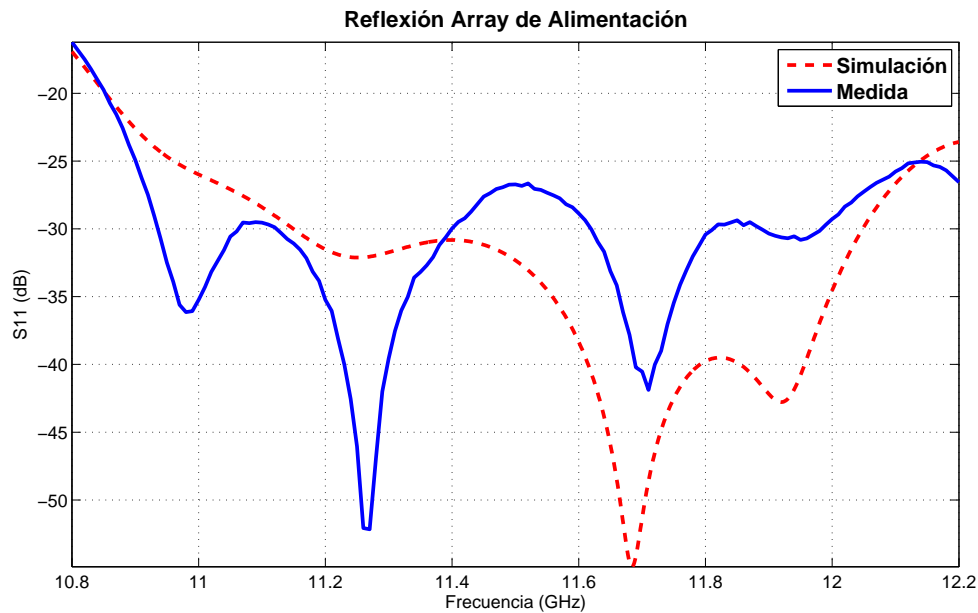


Figura 5.21: Medida de la reflexión de entrada del array de alimentación.

En la Figura 5.21 se presenta la medida de la reflexión de entrada del prototipo. Claramente se puede ver como la forma de la medida es muy similar a la simulación. Como era de esperar, el nivel de reflexión medida es algo peor que la simulación debido a imperfecciones de los materiales y ligeros desajustes durante el proceso de fabricación normales. Aún así, el S_{11} permanece por debajo de -26,5 dB en toda la banda de operación.

5.4.1.2 Acoplo de cada elemento

A continuación se presentan las medidas de los valores de acoplo de cada elemento a 11,5 GHz, realizando una comparativa con su valor teórico, simulado y medido [Figura 5.22].

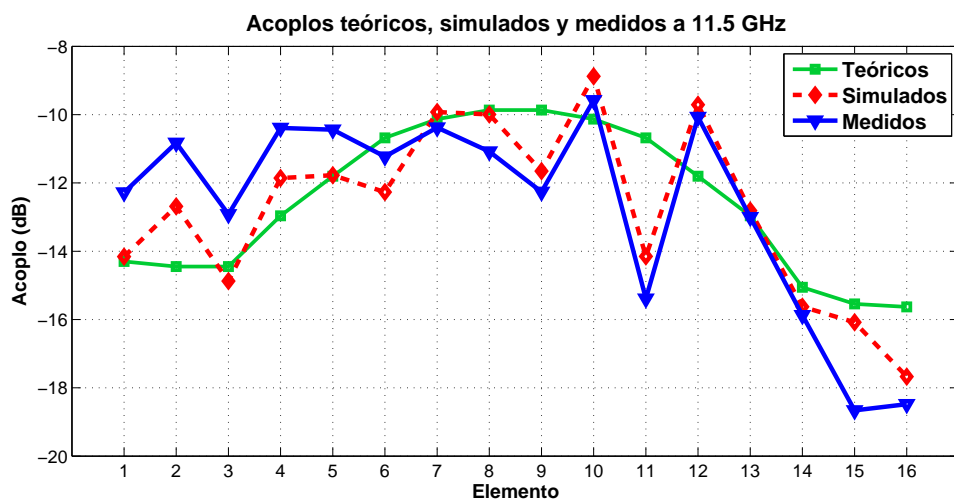


Figura 5.22: Acoplo de cada elemento del array de alimentación a 11,5 GHz.

Comparación Teórico-Simulado: Existe una gran diferencia entre los valores teóricos y los simulados obtenidos tras aplicar el método de campo \vec{E} cercano. La principal razón de este comportamiento debe a la heterogeneidad de los elementos radiantes. El hecho de que tengan distintas líneas de compensación de fase, y por ello también, diferentes adaptadores microstrip, hace que sus reflexiones de entrada sean desiguales. Así, para que dos elementos distintos acoplen la misma potencia, necesitarán líneas de acoplo diferentes en función de la reflexión de entrada de cada uno de ellos. De esta forma, los acoplos simulados oscilan alrededor de los valores teóricos en función de la reflexión de cada uno. Este resultado es posible gracias al modelo de campo \vec{E} cercano, que tiene en cuenta estas cuestiones de manera implícita.

Comparación Simulado-Medido: Como se puede observar, los acoplos medidos se corresponden bastante bien con lo que se esperaba de acuerdo a la simulación. Los elementos centrales son los que mejor ajustados están, esto es muy bueno ya que son los más importantes porque radian la mayor cantidad de potencia. Por otro lado, los 5 primeros elementos acoplan bastante más de lo que deberían en relación a la simulación. De manera análoga, los 2 últimos acoplan menos señal; esto puede deberse a que llega menos potencia de la esperada al final del array, ya que los primeros toman más de la que les corresponde. En cualquier caso, los resultados en general son muy buenos.

5.4.1.3 Desfase entre elementos

Por otro lado, se analiza el desfase entre elementos del prototipo construido. En la Figura 5.23 se presentan los desfases entre elementos simulados y medidos.

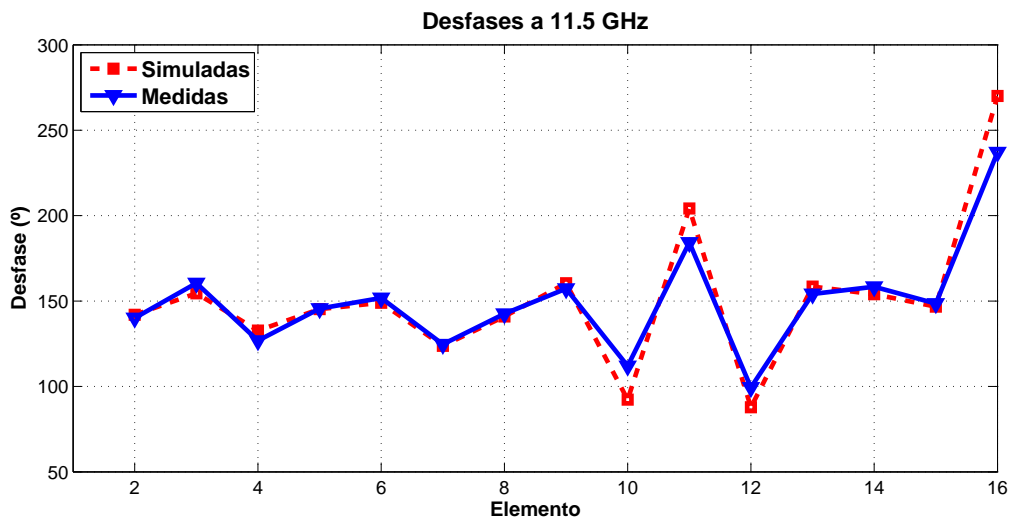


Figura 5.23: Desfases simulados y medidos entre elementos del array de alimentación a 11,5 GHz.

La correspondencia entre los datos simulados y finalmente medidos es muy elevada, sobretudo en los primeros elementos. En los finales se observa una desviación un poco mayor. Para analizar estos resultados con más detalle, en la Figura 5.24 se muestra la diferencia entre ambas curvas anteriores.

En esta gráfica se comprueba más claramente como los últimos elementos tienen un mayor error al construir. El error absoluto de todos los elementos excepto el 10, 11, 12 y 16, es menor de 10° . Sin embargo, los elementos 10, 11 y 12 presentan mayores desviaciones (hasta $\pm 20^\circ$). Por último destacar el 16, que tiene una diferencia de 32° .

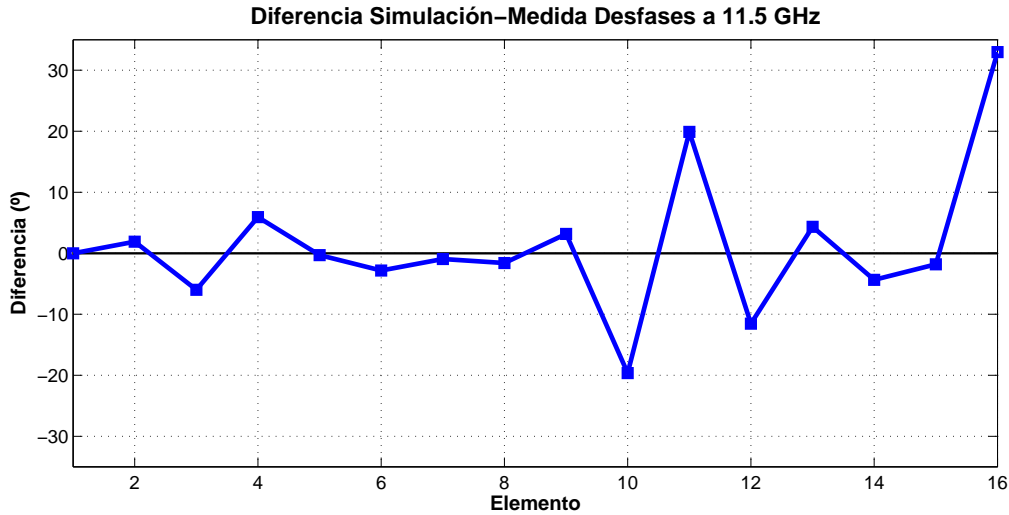


Figura 5.24: Diferencia de los desfases simulados y medidos a 11,5 GHz.

5.4.2 Prototipo 2: Array de parches

Del prototipo 2 se han realizado las medias de los parámetros S de los 16 parches, obteniendo un fichero '.s16p' gracias al cual el dispositivo queda completamente caracterizado. A continuación se muestran algunos ejemplos de las reflexiones de los parches.

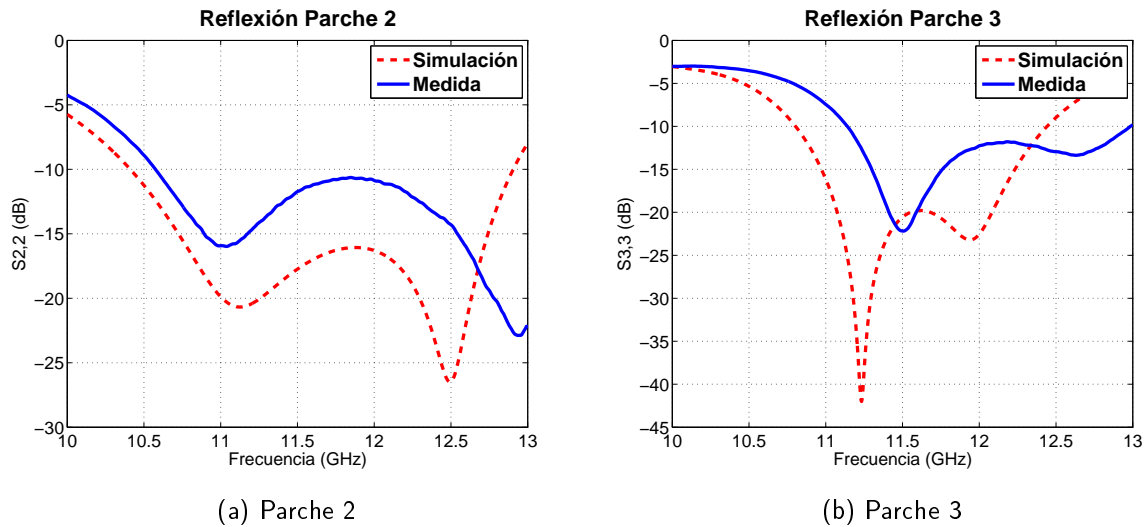


Figura 5.25: Medida de la reflexión de los parches 2 y 3.

Como se puede ver en las Figuras 5.25 y 5.26, entre la medida y la simulación se ha producido una desviación en frecuencia de unos 0,7 GHz hacia mayores frecuencias. Este desplazamiento se produce por la inserción de aire entre las capas del diseño durante la fabricación [13]. También resulta evidente un empeoramiento del nivel de reflexión en algunos elementos. Algo prácticamente inevitable considerando los medios y la tecnología utilizados. A pesar de este deterioro, los resultados son aceptables.

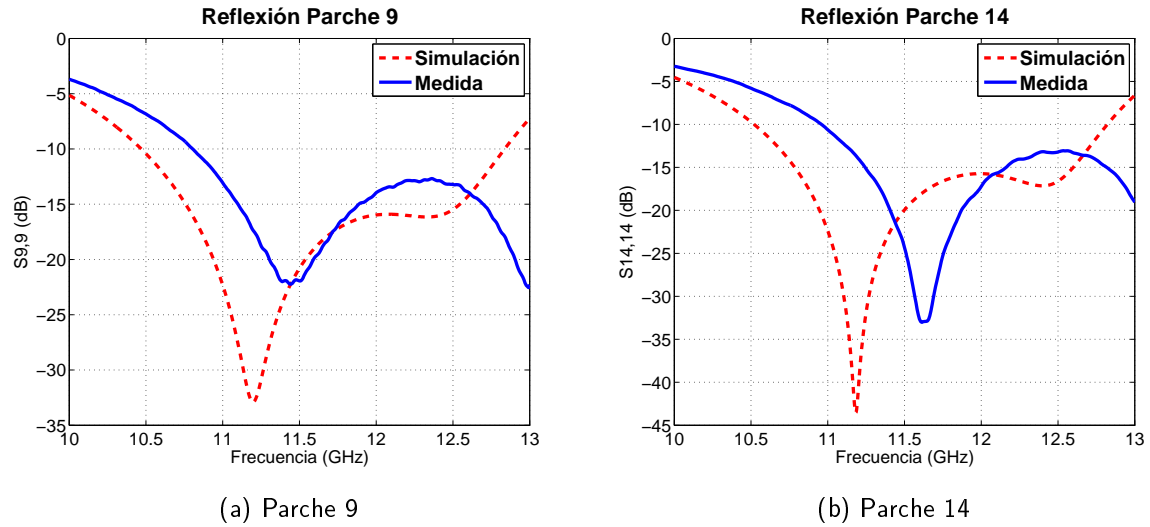
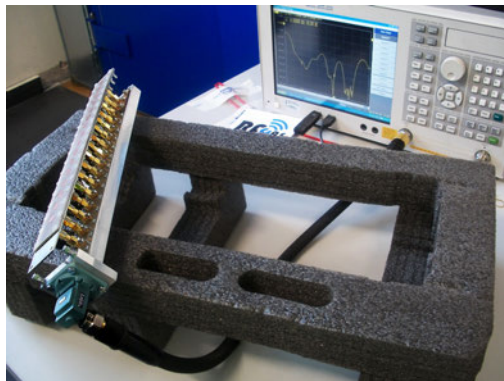


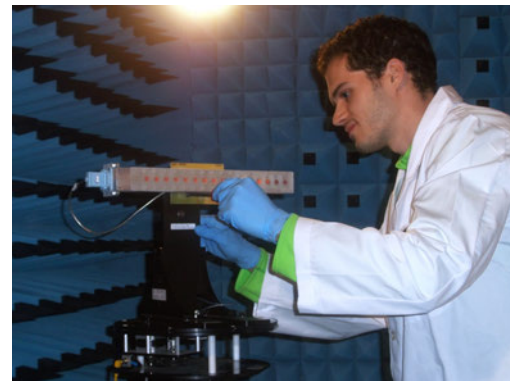
Figura 5.26: Medida de la reflexión de los parches 9 y 14.

5.4.3 Prototipo 3: Alimentación + Parches

Una vez unidos los prototipos 1 y 2 en el prototipo 3, se ha procedido a medir su reflexión con el analizador de redes [Figura 5.27a] y su radiación en la cámara anecoica de la EPS (UAM) [Figura 5.27b] (ver anexo C).



(a) Reflexión



(b) Radiación en cámara anecoica

Figura 5.27: Proceso de medida del prototipo 3.

5.4.3.1 Reflexión de entrada

En primer lugar se presenta la reflexión de entrada de la antena [Figura 5.28].

Además de la medida de reflexión (curva azul ●), en la gráfica se han superpuesto dos curvas más:

- Curva verde ● (*Sim Alimentación + Tlines + Sim Parches*): Resultado de la unión en ADS de la simulación del array de alimentación con la simulación de los parches mediante líneas de transmisión ideales (*Tlines*) que modelan las transiciones SMA macho-macho que conectan cada elemento.

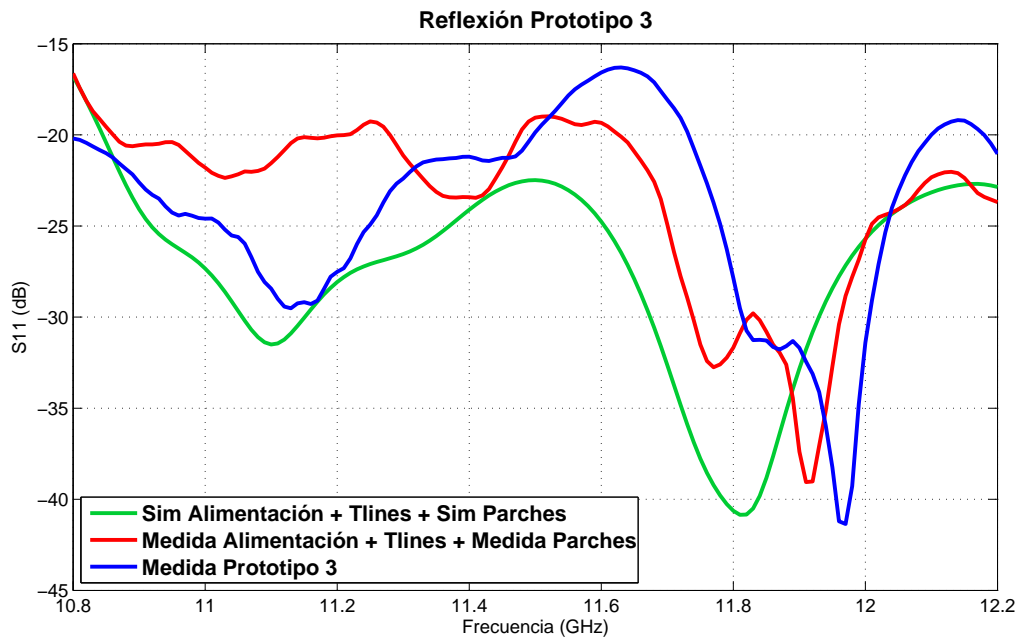


Figura 5.28: Medida de la reflexión de entrada del Prototipo 3.

- Curva roja ● (*Medida Alimentación + Tlines + Medida Parches*): Resultado de la unión en ADS de la medida del array de alimentación (archivo '.s17p') con la medida de los parches (archivo '.s16p') mediante líneas de transmisión ideales (*Tlines*) que modelan las transiciones SMA macho-macho que conectan cada elemento.

Como se pone de manifiesto en la gráfica, los resultados son muy buenos. Existe una clara relación entre las 3 curvas, que mantienen su aspecto o forma en toda la banda. Existe una ligera desviación en frecuencia entre la simulación y las medidas, debida a la misma variación de los parches observada en la medida del prototipo 2. Por otro lado, el nivel de reflexión empeora poco a poco desde la simulación hasta la medida completa. Anteriormente ya se han explicado las causas de este comportamiento, que ocurre casi siempre en este tipo de proyectos de ingeniería. De todos modos, se tiene un S_{11} máximo de -16,3 dB en la medida del conjunto. Esta es una reflexión buena teniendo en cuenta que se trata de un dispositivo final, preparado para ser integrado en un sistema de comunicación completo.

Asimismo, es importante resaltar que se ha confirmado la validez de diseñar de forma individual la alimentación y los elementos radiantes en este tipo de antenas. Se demuestra que es posible predecir el comportamiento resultante al unir ambas partes. De esta manera se logra uno de los objetivos de este PFC.

5.4.3.2 Diagramas de radiación

En segundo lugar se realizan las medidas de radiación en la cámara anecoica (ver anexos C y D).

Las medidas del diagrama de radiación de este prototipo son muy satisfactorias. El resultado se asemeja bastante a la simulación; no se ha producido ningún desapuntamiento indeseado de su lóbulo principal, ni su ancho de haz ha sufrido variación alguna respecto a la simulación.

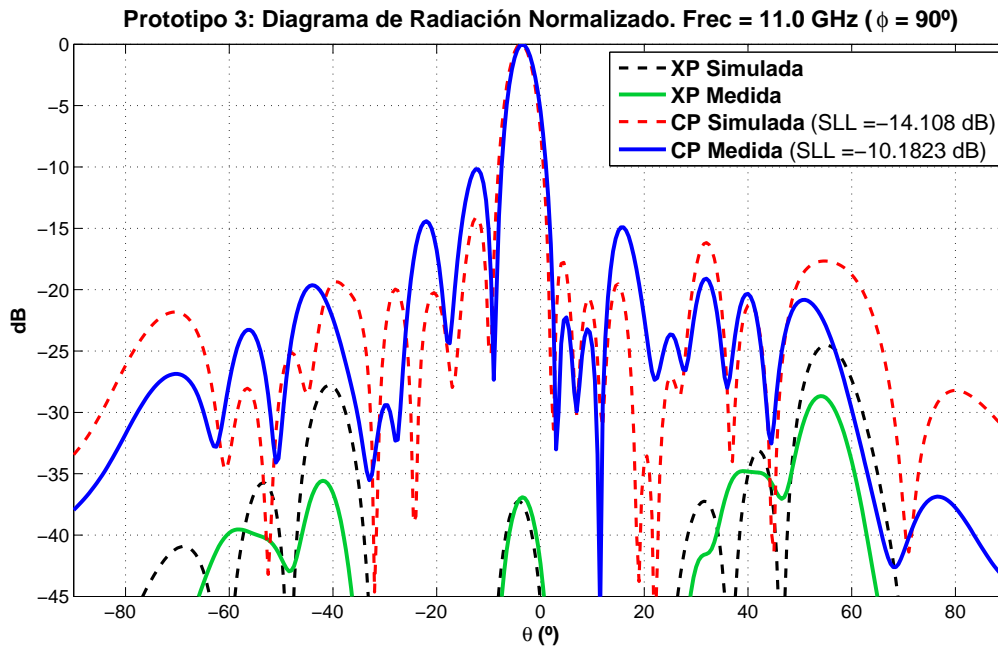


Figura 5.29: Medida normalizada del diagrama de radiación del Prototipo 3 a $f = 11$ GHz ($\phi = 90^\circ$).

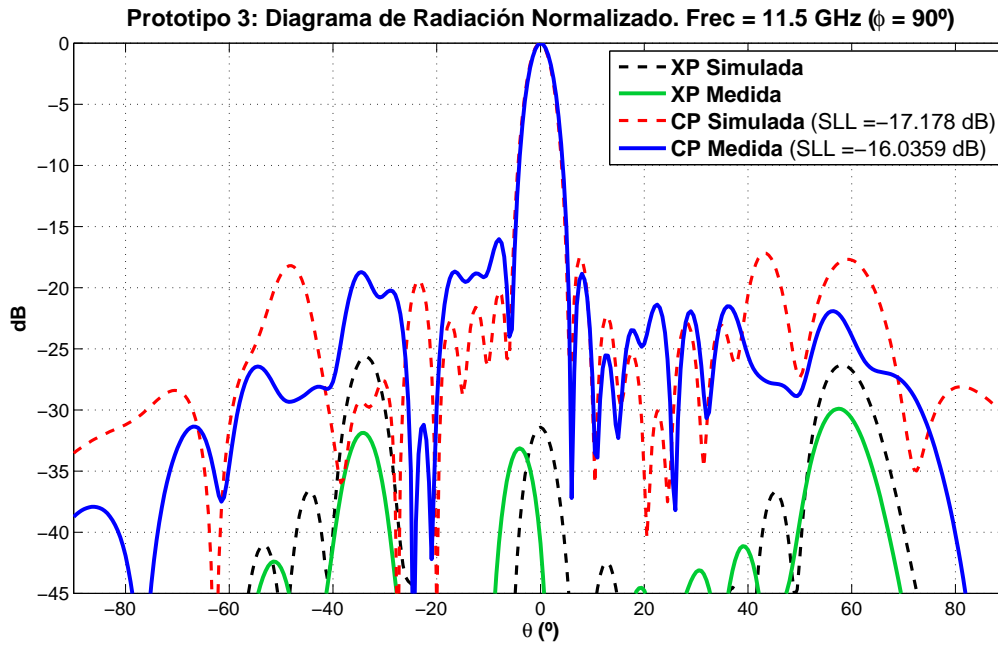


Figura 5.30: Medida normalizada del diagrama de radiación del Prototipo 3 a $f = 11,5$ GHz ($\phi = 90^\circ$).

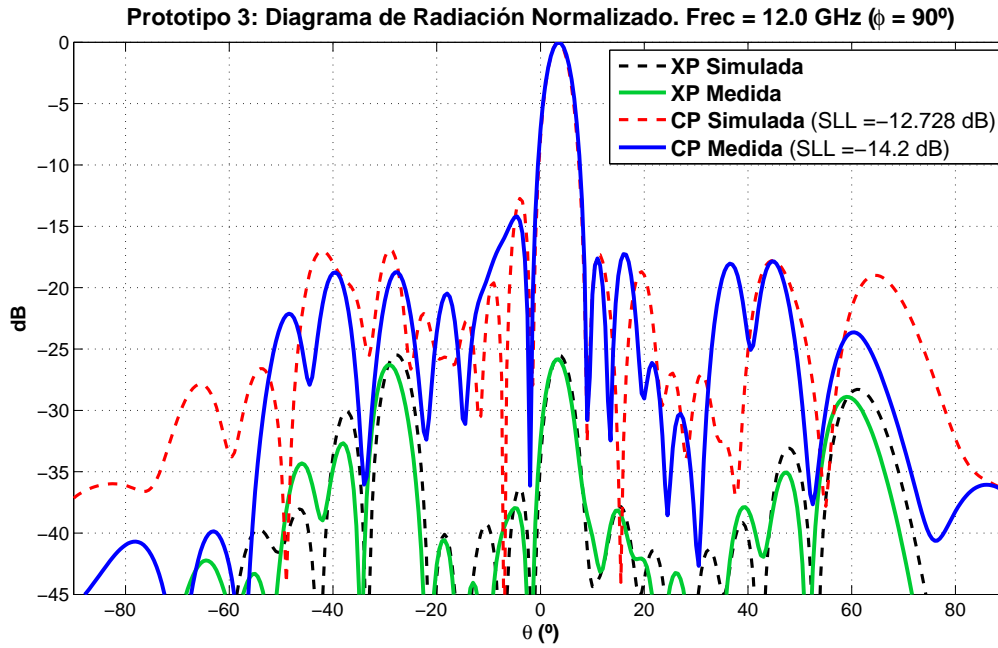


Figura 5.31: Medida normalizada del diagrama de radiación del Prototipo 3 a $f = 12$ GHz ($\phi = 90^\circ$).

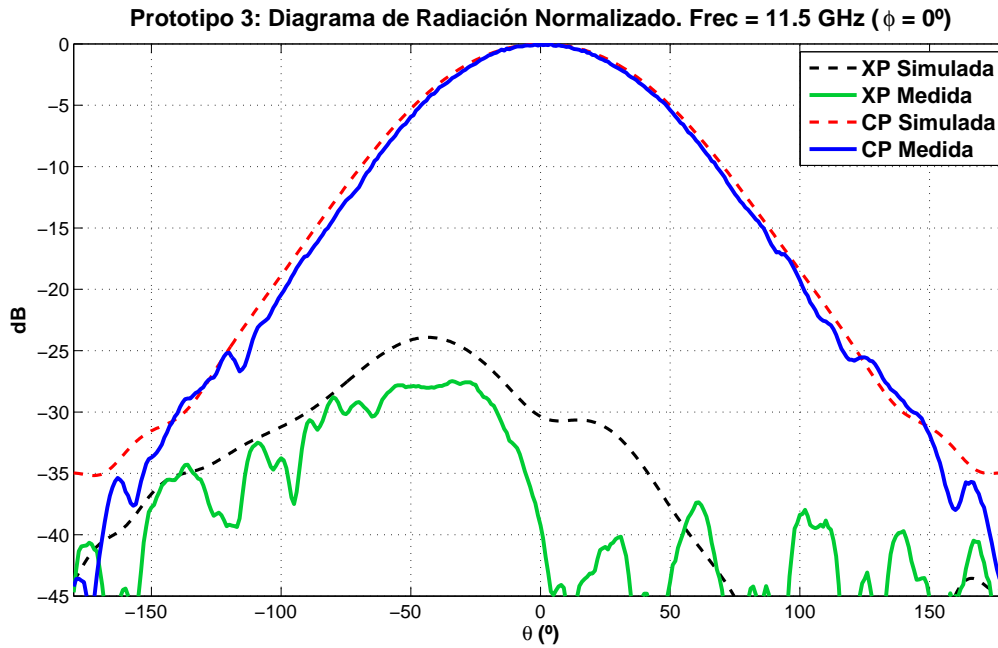


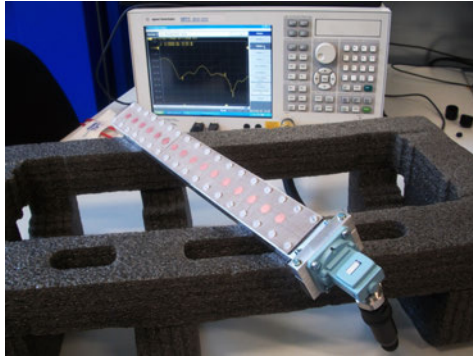
Figura 5.32: Medida normalizada del diagrama de radiación del Prototipo 3 a $f = 11,5$ GHz ($\phi = 0^\circ$).

Los niveles de algunos lóbulos secundarios de la componente copolar (CP) difieren considerablemente de los valores esperados, aunque no suponen mayor problema ya que están dentro de los límites razonables. Estos desajustes se producen por errores de fabricación de las piezas utilizadas, por imperfecciones de los materiales y por errores en el proceso de construc-

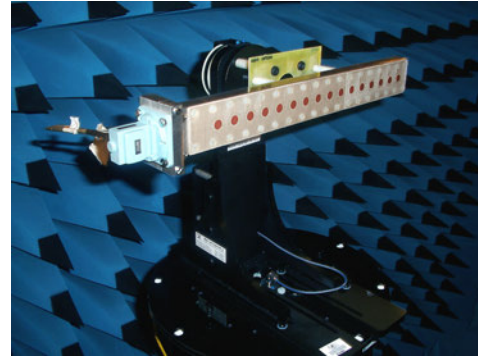
ción del prototipo (ensamblado, soldadura, etcétera). Por último destacar que la componente contrapolar (XP) medida es muy fidedigna a su simulación; de hecho, en ocasiones mejora el nivel esperado.

5.4.4 Prototipo 4: Antena final

Por último se han evaluado las prestaciones de la antena final, resultante de la completa integración de las partes que la componen (alimentación + elementos radiantes).



(a) Reflexión



(b) Radiación en cámara anecoica

Figura 5.33: Proceso de medida del prototipo 4.

5.4.4.1 Reflexión de entrada

El resultado de la medida de reflexión de la antena final se presenta en la Figura 5.34.

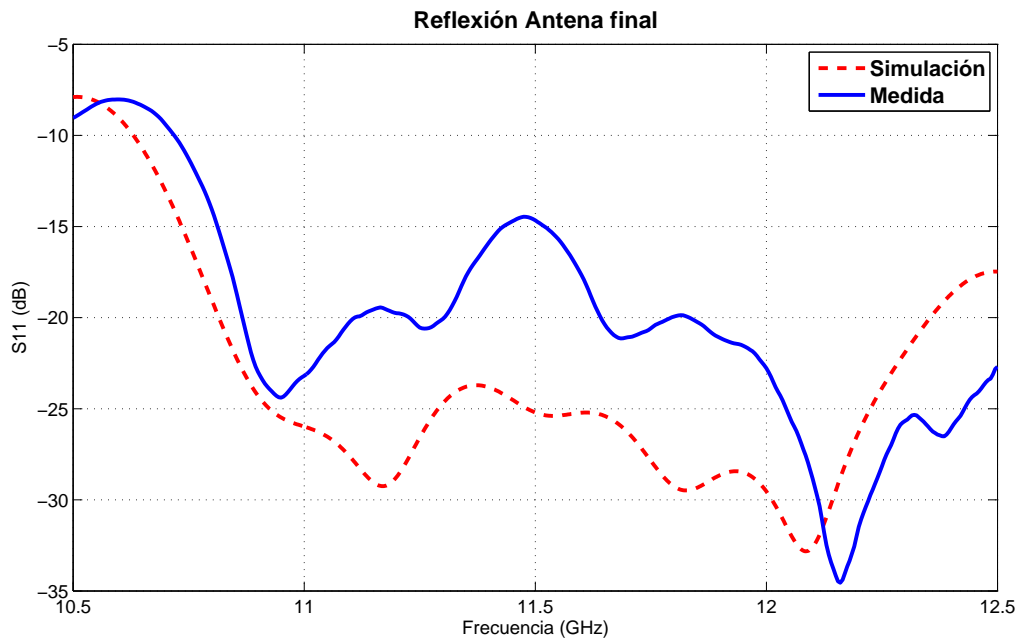


Figura 5.34: Medida de la reflexión de entrada de la antena final (Prototipo 4).

En este caso, se observa una gran diferencia entre la simulación y la posterior medida. Dado que el nivel de reflexión de la medida está dentro de los valores normales, se sospecha que la simulación produce resultados excesivamente optimistas. Además, la reflexión medida armoniza con la forma y nivel simulados y medidos del prototipo 3.

5.4.4.2 Diagramas de radiación

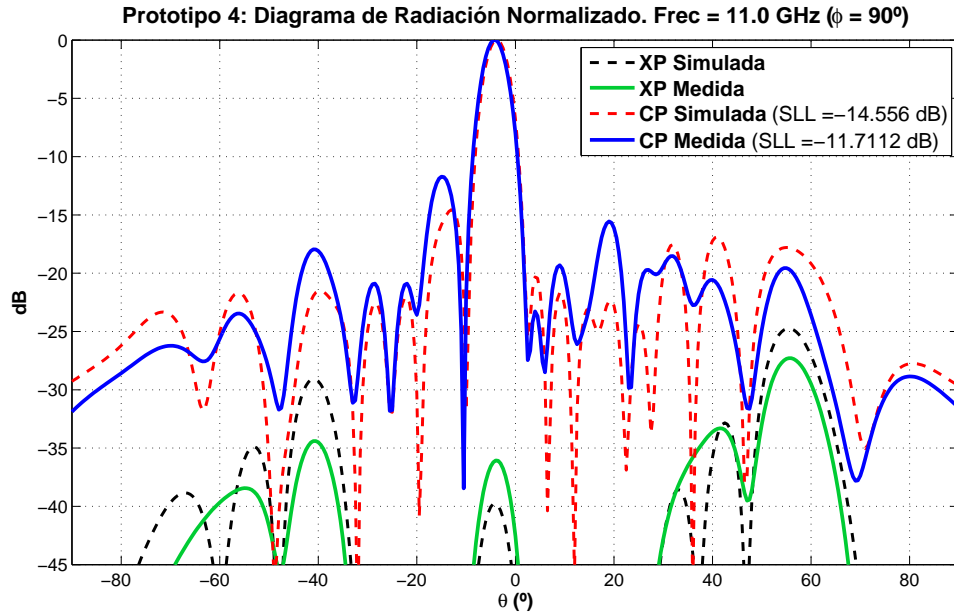


Figura 5.35: Medida diagrama de radiación Prototipo 4 a $f = 11$ GHz ($\phi = 90^\circ$).

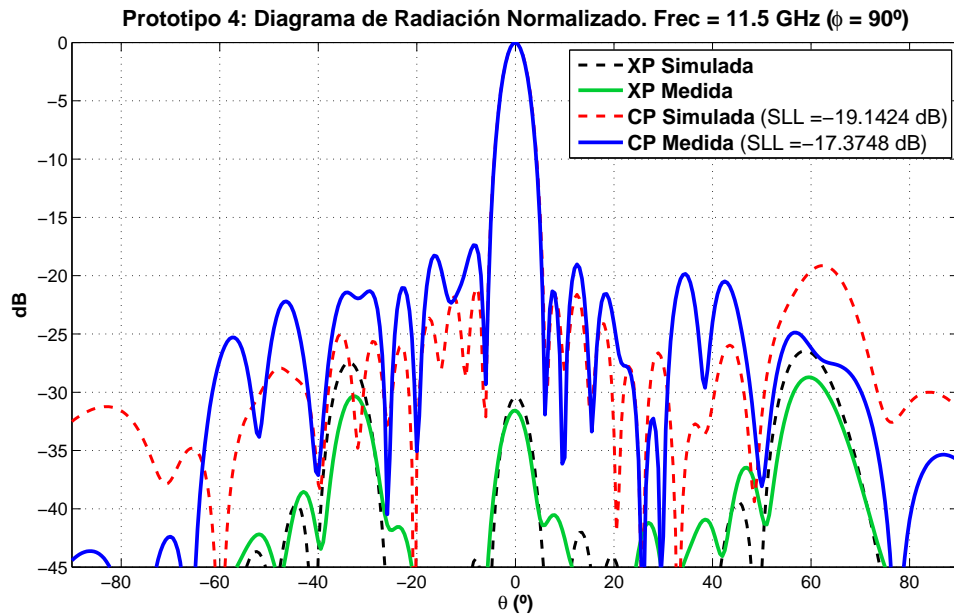


Figura 5.36: Medida diagrama de radiación Prototipo 4 a $f = 11,5$ GHz ($\phi = 90^\circ$).

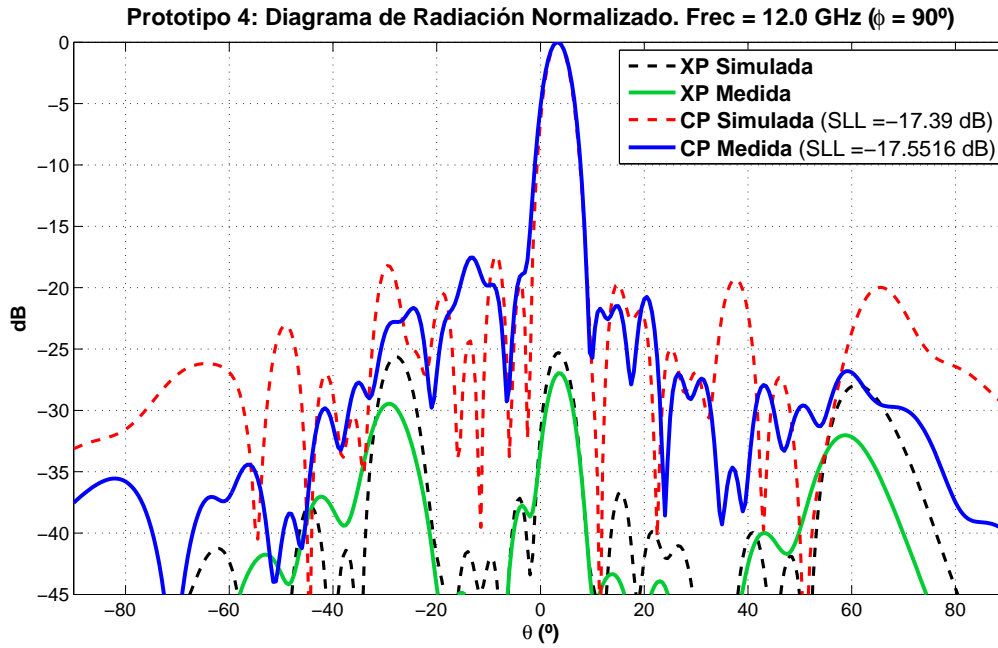


Figura 5.37: Medida diagrama de radiación Prototipo 4 a $f = 12$ GHz ($\phi = 90^\circ$).

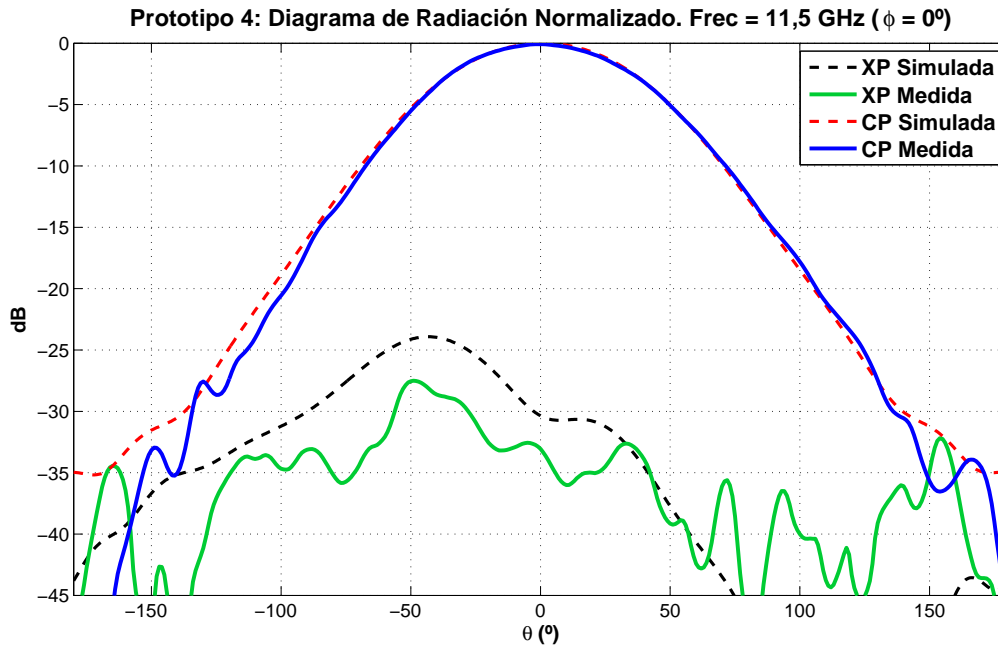


Figura 5.38: Medida diagrama de radiación Prototipo 4 a $f = 11,5$ GHz ($\phi = 0^\circ$).

De nuevo, como ocurrió con el prototipo 3, los resultados son muy buenos. De hecho, los diagramas de radiación medidos de ambos prototipos se asemejan bastante. Por ello, todo lo comentado anteriormente se refiere igualmente a este caso. El desajuste de los lóbulos secundarios se explica con las desviaciones de acoplamiento medidas en el array de alimentación (5.22).

5.4.4.3 Ganancia y eficiencia

Por último, se analizan los valores de ganancia medidos [Tabla 5.1]. La eficiencia se define como la relación entre la ganancia máxima simulada y la medida. Ambos resultados se muestran en la Figura 5.39.

FREQ. (GHz)	11	11,1	11,2	11,3	11,4	11,5	11,6	11,7	11,8	11,9	12
GAIN (dB)	16,72	17,6	17,9	18	18,3	18,5	18,4	18,35	18,23	18,2	18,2

Tabla 5.1: Ganancia máxima medida.

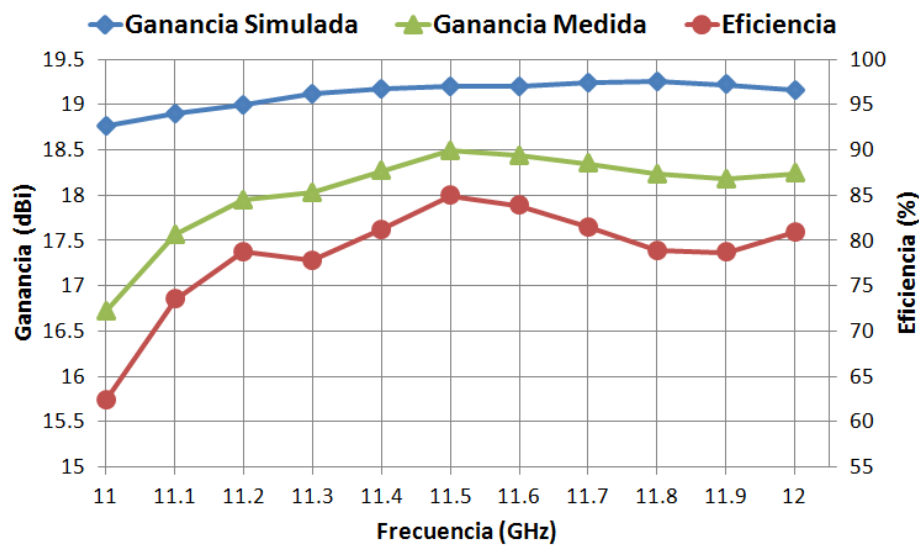


Figura 5.39: Ganancia medida y simulada, y eficiencia del Prototipo 4.

Como se puede ver, se ha obtenido un valor máximo de **ganancia de 18,5 dBi** con una **eficiencia del 85 %** a 11,5 GHz.

6

Conclusiones y trabajo futuro

6.1 CONCLUSIONES

En este Proyecto Final de Carrera se ha diseñado una antena que trabaja en las frecuencias de 11 a 12 GHz, formada por un array lineal de 16 elementos que radian según la distribución de potencia TaylorMOD [Tabla 3.3]. Los elementos radiantes consisten en una estructura de doble parche a la que se ha integrado una serie de líneas microstrip. Los parches se alimentan a través de una guía de onda rectangular diseñada independientemente. El array lineal se ha optimizado en reflexión y su terminación es un cortocircuito.

En primer lugar, se ha diseñado la guía de onda rectangular que alimenta los elementos radiantes. A lo largo del interior de la guía se propaga una onda progresiva que va alimentando a cada elemento del array. La guía está parcialmente rellena del sustrato TLX-9 ($\epsilon_r = 2,5$), que contiene líneas de acoplo que acoplan potencia de la onda progresiva y se la transfieren a los elementos radiantes a través de vías metálicas. El tamaño de las líneas de acoplo depende del coeficiente de alimentación requerido y de la reflexión de entrada de cada elemento. La separación entre elementos es de 18,5 mm ($0,58\lambda_g$), garantizando una buena reflexión del array completo.

En segundo lugar, la estructura radiante consta del sustrato RF-35 ($\epsilon_r = 3,5$) de 0,508 mm para el parche inferior, y de 0,762 mm para el superior. Entre ellos se sitúa una capa de espuma ROHACELL de 1 mm para dar soporte mecánico a la estructura. Además, en cada elemento se añade una línea microstrip que conecta la vía con el parche inferior. Estas líneas, llamadas líneas de compensación de fase, modifican la fase de cada elemento de forma que se consigue un control sobre el diagrama de radiación del array completo. Gracias a ellas, se ha logrado corregir la desviación del apuntamiento producida por el sistema de alimentación.

Por otro lado, se han diseñado varias transiciones para alimentar el array. Una vez evaluadas sus prestaciones, se ha elegido la transición entre la guía normalizada WR90 y la que contiene el array lineal. Posteriormente se utiliza una transición SMA-WR90 comercial que va unida a la transición diseñada mediante un flange.

A continuación, se ha integrado la transición con el array lineal formando la antena completa. Para ajustar su diagrama de radiación se emplea el modelo de compensación de campo eléctrico cercano. Este modelo toma el campo eléctrico radiado a una distancia muy próxima de cada elemento, extrayendo sus valores de amplitud y fase. Estos valores son comparados con los coeficientes teóricos para realizar el ajuste. Modificando tanto el tamaño de las líneas de acoplo para adecuar las amplitudes, como la longitud de las líneas de compensación de fase para ajustar las fases, se ha conseguido un diagrama de radiación casi idéntico al teórico. De forma adicional, se ha propuesto una mejora en este método a la hora de adquirir los valores de campo eléctrico cercano de cada parche. A la vista de los resultados de las simulaciones, este avance ha resultado ser muy efectivo.

El resultado de las simulaciones de todo este proceso de diseño, es una antena con radiación *broadside* (apuntamiento a 0°), ancho de haz (θ_{3dB}) de $5,1^\circ$, SLL de 19,1 dB y ganancia de 19,2 dBi a 11,5 GHz. La reflexión de entrada de la antena es inferior a -23,7 dB en toda la banda de trabajo.

Por último, se ha fabricado un prototipo del diseño para comprobar los resultados de las simulaciones. Las piezas metálicas han sido construidas por una empresa externa a la universidad (Mecanizados Felper). El resto de partes de la antena han sido fabricadas en la EPS. Los procesos de preparación de algunas piezas, ensamblado de las partes y soldadura de las vías, se han llevado a cabo íntegramente en la EPS. El resultado son 4 prototipos que han permitido

caracterizar de una forma sin precedentes una antena de estas características.

Las medidas de los prototipos han sido muy satisfactorias. En todos los casos se ha observado una gran reciprocidad entre la medida y la simulación. Además, se ha conseguido predecir correctamente el comportamiento de la unión de los prototipos conectorizados de alimentación y parches radiantes.

En cuanto a medidas de radiación, se ha logrado un apuntamiento *broadside* con ganancia máxima de 18,5 dBi y una eficiencia del 85 % a 11,5 GHz. El ancho de banda efectivo se ve reducido al 6 % (11,15 - 11,85 GHz) debido al desapuntamiento con la frecuencia que se produce en este tipo de antenas (antenas progresivas). El criterio utilizado ha sido el del ancho de haz a -3 dB, que en este caso es de $\pm 2,5^\circ$ ($\theta_{3dB} = 5,1^\circ$).

Para obtener los diagramas de radiación de las antenas construidas en este PFC en la cámara anecoica de la EPS (UAM), se ha implementado con éxito un sistema que realiza la proyección del diagrama de radiación de campo cercano radiado (Fresnel) a campo lejano (Fraunhofer). Esto supone un gran avance para el grupo RFCAS, pues posibilita el aumento del rango de antenas que pueden ser caracterizadas en dicha cámara anecoica. Los detalles de este sistema se presentan en el anexo D.

6.2 TRABAJO FUTURO

La principal línea de trabajo futuro consistiría en sustituir las líneas de compensación de fase por dispositivos digitales. Estos dispositivos, llamados *Phase Shifters*, son capaces de añadir un valor de fase variable entre sus puertos. El control se consigue de forma digital mediante códigos binarios de 4, 5 o 6 bits normalmente.

Mediante los *Phase Shifters* se podría compensar de forma variable la fase de cada elemento, proporcionando la posibilidad de modificar el diagrama de radiación de la antena en cada momento. Este es el concepto base de las antenas programables o inteligentes.

La incorporación de estos dispositivos digitales, básicamente implicaría dos correcciones sobre el diseño de este PFC:

- Modificación de las líneas de acoplo.
- Rediseño completo de los elementos radiantes (parches), puesto que habría que integrar los encapsulados y sus líneas DC de alimentación y control.

Sin embargo, el diseño de todas las piezas metálicas que forman la guía de onda, la transición y el flange, son completamente válidos en futuros diseños. Por ello, se presenta una buena oportunidad de continuar esta línea de investigación sin la necesidad de empezar a diseñar desde cero.

Por otro lado, dado que los resultados de este trabajo son bastante buenos, se propone el diseño de un **array plano 2D** tomando como base el array lineal de este PFC. De esta forma se replicaría el array lineal un número determinado de veces hasta conseguir el plano 2D. Adicionalmente habría que diseñar una red de alimentación en guía que distribuyera la potencia de entrada entre todos los arrays lineales que forman el plano.

Finalmente, también se sugiere el estudio de **otro tipo de estructuras de acoplamiento** en el interior de la guía de onda. Una de ellas puede ser el uso de tornillos metálicos insertados

a través de la parte inferior de la guía. El grado de penetración es lo que alteraría el nivel de acoplamiento del elemento. Además resultaría un sistema muy flexible, ya que permitiría modificar los acoplos de cada elemento una vez construido el prototipo.

En cuanto al código que realiza la proyección de campo cercano radiado a campo lejano, se plantea su incorporación a un sistema más complejo que además disponga de una interfaz gráfica para su ejecución. Asimismo, se propone su integración con el software de medida de la cámara anecoica; de manera que durante el proceso de medida se realice también la proyección a campo lejano sin necesidad de un procesamiento posterior.

Bibliografía

- [1] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*. John Wiley & Sons Inc, 1998.
- [2] J. L. Masa-Campos and J. A. Ruiz-Cruz, "Antenas y Circuitos de Alta Frecuencia (ACAF)," 2008, asignatura de Máster impartida en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid.
- [3] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. John Wiley & Sons Inc, 2005.
- [4] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*. John Wiley & Sons Inc, 1997.
- [5] D. K. Cheng, *Fundamentos de Electromagnetismo para Ingeniería*. Addison-Wesley, 1997.
- [6] C. Jui-Ching, E. Li, C. Wen-Fu, and H. Kuan-Lin, "Improving the High-Frequency Performance of Coaxial-to-Microstrip Transitions," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 59, no. 6, pp. 1468–1477, june 2011.
- [7] M. Ferrando-Bataller and A. Valero-Nogueira, "Antenas," asignatura impartida en la Universidad Politécnica de Valencia.
- [8] "Características del sustrato TLX-9 de Taconic," <http://www.taconic-add.com/pdf/tlx.pdf>.
- [9] C. A. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*. John Wiley & Sons Inc, 1989.
- [10] J. L. Masa-Campos and M. Sierra-Perez, "Radial Line Planar Antenna with Microstrip Feeding Coupling Lines," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 46, no. 4, pp. 305–311, august 2005.
- [11] J. L. Masa-Campos, S. Klinger, and M. Sierra-Perez, "Parallel Plate Patch Antenna With Internal Rectangular Coupling Patches and TE N0 Mode Excitation," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 7, pp. 2185–2189, july 2009.
- [12] J. L. Masa-Campos and M. Sierra-Perez, "Linearly Polarized Radial Line Patch Antenna With Internal Rectangular Coupling Patches," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 59, no. 8, pp. 3049–3052, august 2011.
- [13] D. Garcia-Valverde, J. L. Masa-Campos, P. Sanchez-Olivares, B. Taha-Ahmed, and J. Corcoles, "Linear Patch Array Over Substrate Integrated Waveguide For Ku Band," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 12, no. 99, pp. 257–260, january 2013.
- [14] "Conectores SMA de Huber Suhner," <http://hubersuhner.com/Products/2443740/>.
- [15] "Características del sustrato RF-35 de Taconic," <http://www.taconic-add.com/pdf/rf35.pdf>.

- [16] D. M. Pozar and D. H. Schaubert, *Microstrip Antennas: The Analysis and Design of Microstrip Antennas and Arrays*. John Wiley & Sons Inc, 1995.
- [17] "Características de la espuma o foam ROHACELL HF," <http://www.rohacell.com/sites/dc/Downloadcenter/Evonik/Product/ROHACELL/product-information/ROHACELL%20HF%20Product%20Information.pdf>.
- [18] "Documentación del Kit de Calibración X7007H02 para guía WR90 de Maury Microwave Corporation," <http://www.maurymw.com/pdf/datasheets/3H-080.pdf>.
- [19] "Transición SMA macho-macho de RS," <http://docs-europe.electrocomponents.com/webdocs/11de/0900766b811de94e.pdf>.
- [20] "Estación de soldadura de JBC," <http://www.jbctools.com/>.
- [21] "LPKF ProtoMat S100," <http://www.lpkf.es/>.
- [22] "Software CircuitCAM de LPKF para la elaboración de PCBs," <http://www.lpkf.es/productos/creacion-rapida-prototipos-pcb/software/circuitcam-pcb.htm>.
- [23] "Software BoardMaster de LPKF para la elaboración de PCBs," <http://www.lpkf.es/productos/creacion-rapida-prototipos-pcb/software/boardmaster.htm>.
- [24] "Documentación del analizador de redes (VNA) Agilent E5071C," <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5989-5478EN.pdf>.
- [25] "Documentación del Kit de Calibración Agilent 85052D 3.5mm," <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/85052-90079.pdf>.
- [26] "Documentación de los cables de medida flexibles Agilent 85131," <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/85131-90009.pdf>.
- [27] "DAMS Light to Medium Antenna Measurement Systems," http://www.diamondeng.net/PDF/DAMS_x000.pdf.
- [28] "Documentación del software de DAMS Antenna Measurement Studio," http://www.diamondeng.net/PDF/software_specs.pdf.
- [29] "Documentación del amplificador Mini-Circuits ZX60-24-S+," <http://217.34.103.131/pdfs/ZX60-24+.pdf>.
- [30] "Fuente de alimentación Promax FAC-662B," http://jvgavila.com/man_test/PROMAX/FAC-662B_Sch.pdf.
- [31] "MA86551 X Band Horn," <http://www.advancedreceiver.com/page34.html>.

Anexos



Fabricación de circuitos impresos

TIPOS DE FABRICACIÓN DE CIRCUITOS IMPRESOS

En este proyecto se ha realizado la construcción de un prototipo del diseño, el cual combina partes metálicas y circuitos impresos. La tecnología impresa permite la fabricación de antenas de una forma sencilla y de bajo coste. Hay dos métodos de elaboración de circuitos impresos: el método químico y el mecánico.

- El método químico consiste en crear una máscara de las pistas impresas que debe tener el circuito, adherirla a la placa e introducirla en una disolución de cloruro férrico. La disolución reacciona con el cobre eliminándolo de las zonas de la placa no cubiertas por la máscara.
- El método mecánico hace uso de una fresadora de precisión controlada por software. La fresadora actúa a modo de plotter eliminando el cobre con las distintas herramientas que puede utilizar. Se trata de un procedimiento muy limpio y seguro dado que no se manejan compuestos químicos. Este método es algo menos preciso que el químico.

Para fabricar el prototipo de este proyecto se ha utilizado el método mecánico por su sencillez, además es el disponible en el taller de la EPS (*LPKF ProtoMat S100* [Figura A.1]). En cuanto a precisión, es suficiente para este diseño.

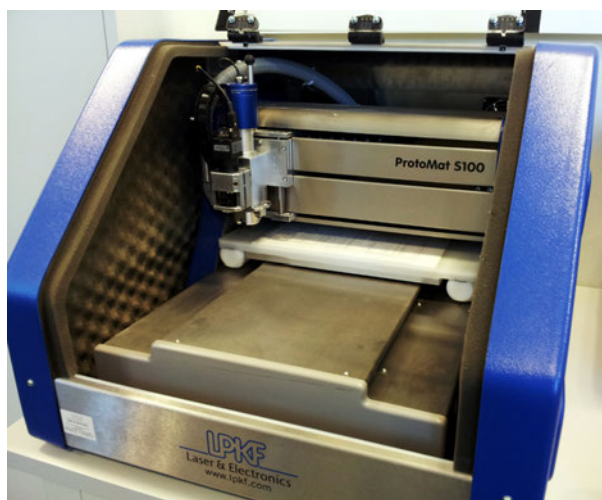


Figura A.1: Máquina de fresado de PCBs *LPKF ProtoMat S100*, propiedad de la Escuela Politécnica Superior (UAM).

PROCESO DE CONSTRUCCIÓN

La construcción de un circuito impreso a partir del diseño software se lleva a cabo mediante los siguientes pasos [Figura A.2]:

- **Paso 1:** Se toma como posición de partida el diseño 3D completo realizado con la herramienta de simulación electromagnética *CST Microwave Studio* (ver 2.7.1). Es necesario exportar un archivo DXF por cada una de las capas a imprimir sobre el circuito.

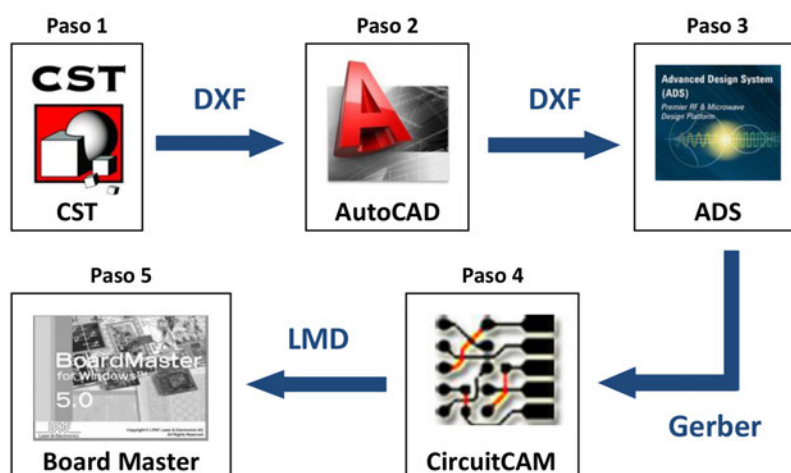


Figura A.2: Diagrama del proceso software para la construcción de un PCB.

- **Paso 2:** Los distintos ficheros DXF se combinan en uno solo gracias al programa de dibujo *AutoCAD*. En este paso se definen todas las capas necesarias para la fresadora de precisión: capa de corte, superior, inferior y taladros.
- **Paso 3:** Mediante el software *ADS* (ver 2.7.2) se genera un archivo Gerber por cada capa a partir de los DXF anteriores. El formato Gerber fue creado por Gerber Systems Corporation y es el utilizado en la producción de circuitos impresos.
- **Paso 4:** A partir de este punto se hace uso del software exclusivo del plotter de PCBs. Tomando los archivos Gerber, el programa *CircuitCAM* permite escoger las herramientas a utilizar en la construcción y su forma de actuar sobre la placa. Las principales herramientas disponibles se muestran en la Tabla A.1.
- **Paso 5:** *CircuitCAM* genera un fichero LMD que se pasa al software *BoardMaster*. Este programa se encarga de controlar la fresadora para que proceda a la construcción del circuito. Una vez iniciado el proceso, solo queda ir ordenando a la máquina las fases de fabricación de la placa.

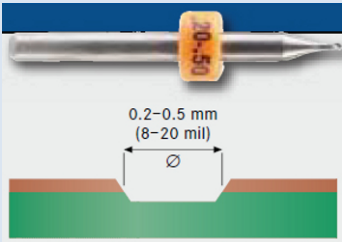
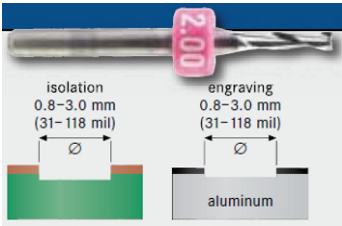
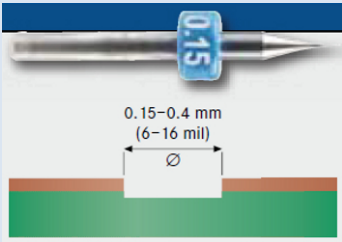
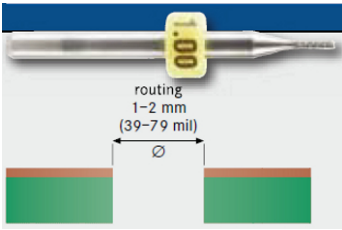
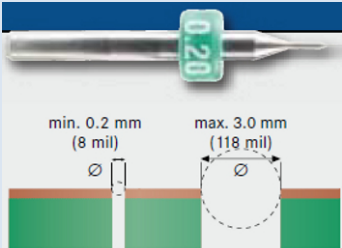
HERRAMIENTA	IMAGEN	DESCRIPCIÓN
Universal Cutter		Marca el contorno del circuito y elimina el cobre con precisión
End Mill		Elimina el cobre con menos precisión. Muy útil para quitar cobre rápidamente de zonas amplias.
End Mill RF		La herramienta de eliminación de cobre más precisa, especialmente indicada para circuitos de RF
Contour Router		Realiza el corte del circuito de la placa de sustrato con la que se trabaja
Spiral Drill		Herramienta de taladrado de varios diámetros muy precisa

Tabla A.1: Herramientas del plotter de circuitos impresos LPKF.

MATERIAL UTILIZADO

Para la fabricación del prototipo se ha utilizado el siguiente material:

- Sustrato RF-35 de 0,508 y 0,762 mm de grosor de TACONIC [15].
- Sustrato TLX-9 de 1,575 mm de grosor de TACONIC [8].

- Conectores SMA [14].
- Estación de soldadura profesional [20].
- Sistema de construcción de prototipos *LPKF ProtoMat S100* [21].
- Software de control *CircuitCAM* [22] y *BoardMaster* [23].

B

Planos

PARTE METÁLICA

La construcción de la parte metálica del prototipo se encargó a una empresa externa a la UAM (Mecanizados Felper). Las piezas fueron fabricadas en **aluminio**. Esta parte de la antena consta de 4 piezas:

- **Parte inferior de la guía de onda y del flange:** 1 unidad [Figura B.1 (pág. IX)].
- **Tapa metálica:** 2 unidades [Figura B.2 (pág. X)].
- **Parte superior del flange:** 1 unidad [Figura B.3 (pág. XI)].

El ensamblaje completo de todas las piezas se muestra en la Figura B.4 (página XII).

CIRCUITOS IMPRESOS

El resto de capas que forman la antena, se han fabricado íntegramente en el laboratorio de circuitos impresos de la EPS. El proceso de construcción se detalla en el anexo A. Las piezas fabricadas son las siguientes:

- **Líneas de acoplo:** Fabricadas sobre sustrato TLX-9 de 1,575 mm de grosor [Figura B.5a (pág. XIII)].
- **Parches inferiores:** Fabricadas sobre RF-35 de 0,508 mm [Figura B.5b (pág. XIII)].
- **Parches superiores:** Fabricadas sobre RF-35 de 0,762 mm [Figura B.5c (pág. XIII)].
- **Útiles de soldadura:** Fabricadas 2 piezas de cada tipo sobre FR4 de 1.6 mm [Figuras B.6a y B.6b (pág. XIV)].
- **Útiles de corte:** Fabricadas 2 piezas: una sobre FR4 de 1.6 mm y otra sobre FR4 de 0.508 mm [Figura B.6c (pág. XIV)].

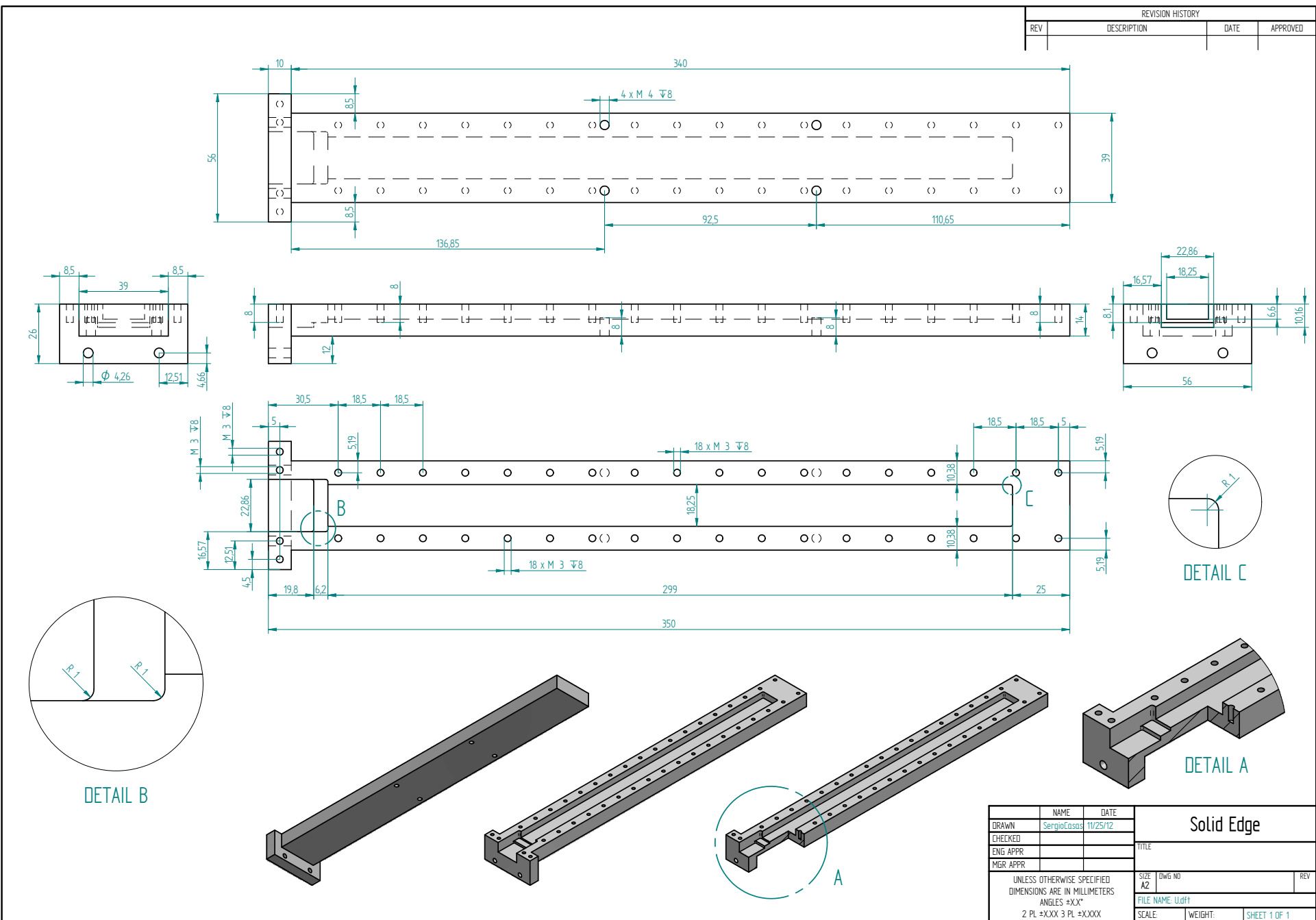
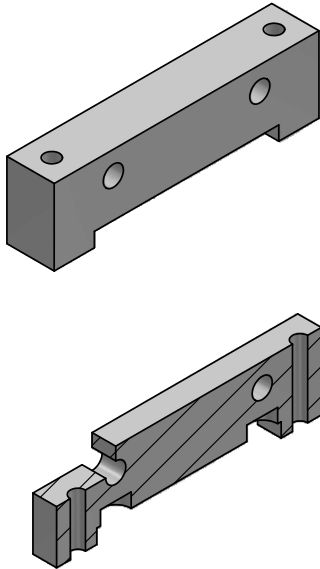
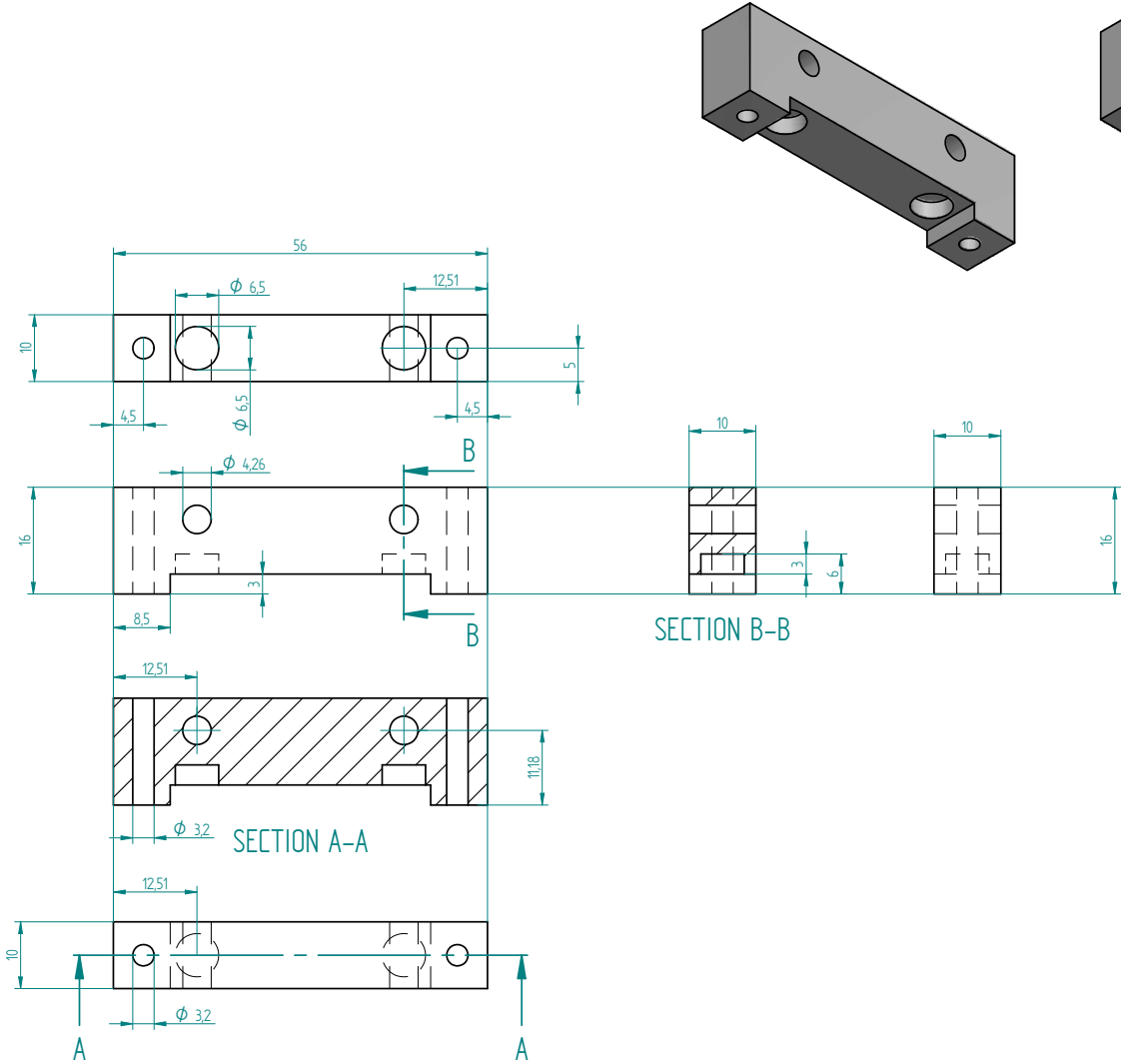


Figura B.1: Plano de la parte inferior de la guía de onda y del flange.

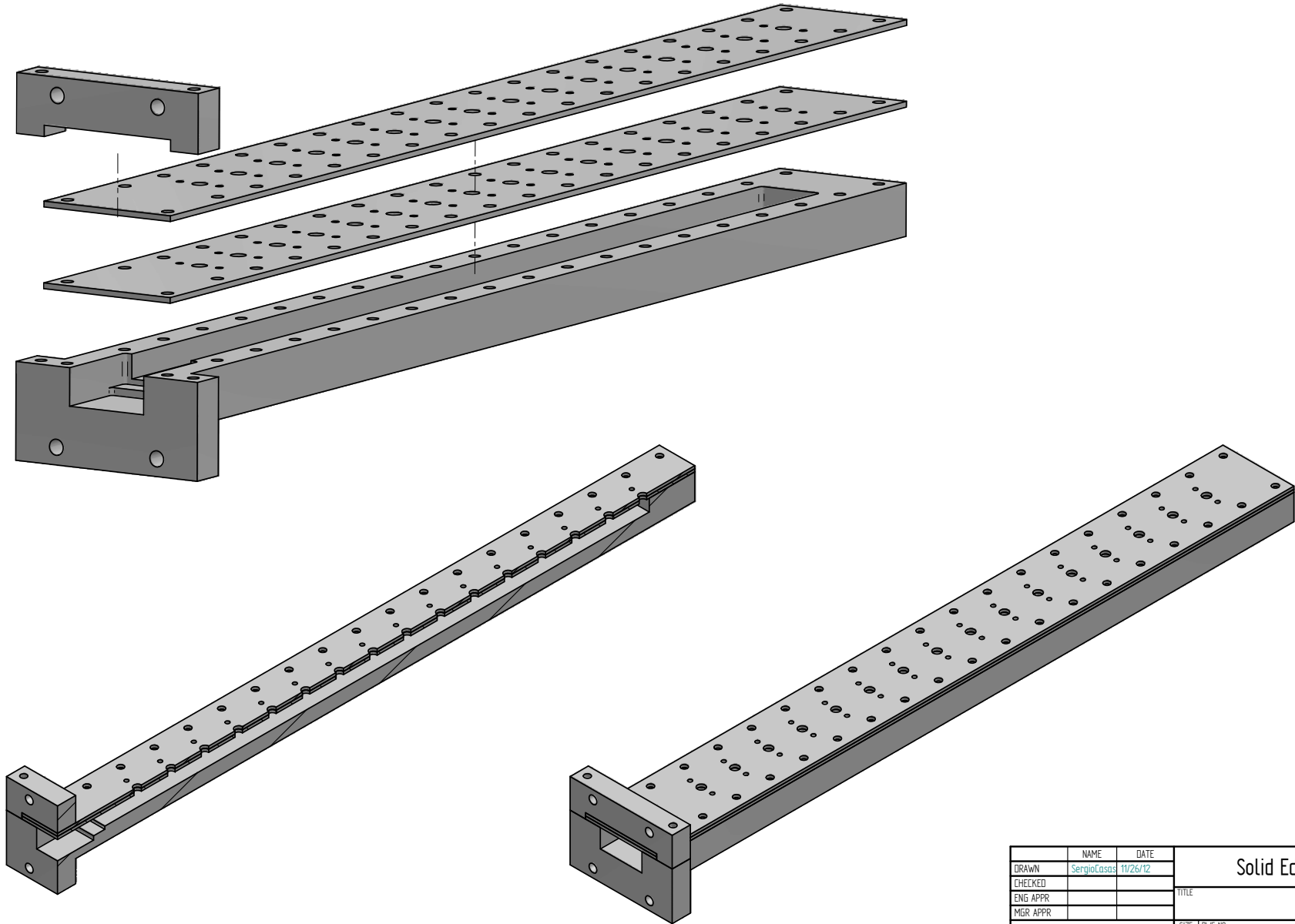
REVISION HISTORY			
REV	DESCRIPTION	DATE	APPROVED



NAME	DATE	Solid Edge	
DRAWN: Sergio Casas	11/24/12		
CHECKED		TITLE	
ENG APPR			
MGR APPR			
UNLESS OTHERWISE SPECIFIED DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS ANGLES ±XX° 2 PL ±XXX 3 PL ±XXXX		SIZE A2	REV
		FILE NAME: Flange_Superior.dft	
SCALE		WEIGHT	SHEET 1 OF 1

Figura B.3: Plano de la parte superior del flange.

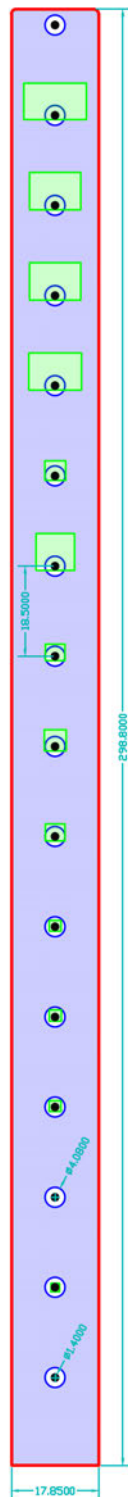
REVISION HISTORY			
REV	DESCRIPTION	DATE	APPROVED



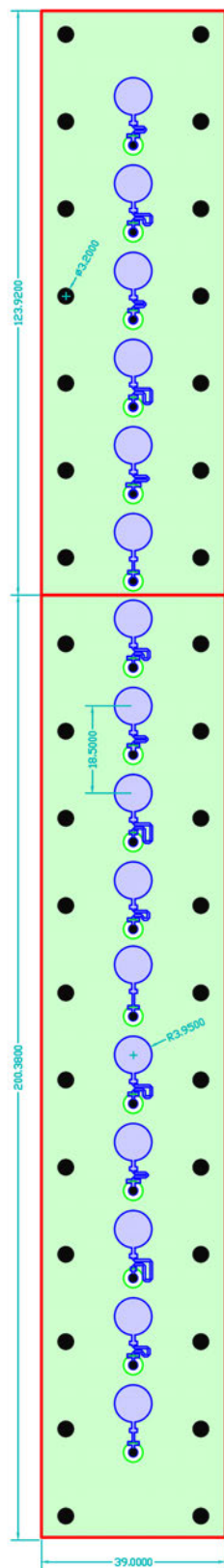
	NAME	DATE	Solid Edge	
DRAWN	Sergio Casas	11/26/12		
CHECKED			TITLE	
ENG APPR				
MGR APPR			<div> <div>SIZE</div> <div>A2</div> </div> <div> <div>DWG NO</div> <div></div> </div> <div> <div>REV</div> <div></div> </div>	
UNLESS OTHERWISE SPECIFIED DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS ANGLES ±XX° 2 PL ±XXX 3 PL ±XXXX			<div>FILE NAME: Montaje_Completo_Assembly.dft</div>	
SCALE:		WEIGHT:	SHEET 1 OF 1	

Figura B.4: Esquema del montaje completo de las piezas metálicas.

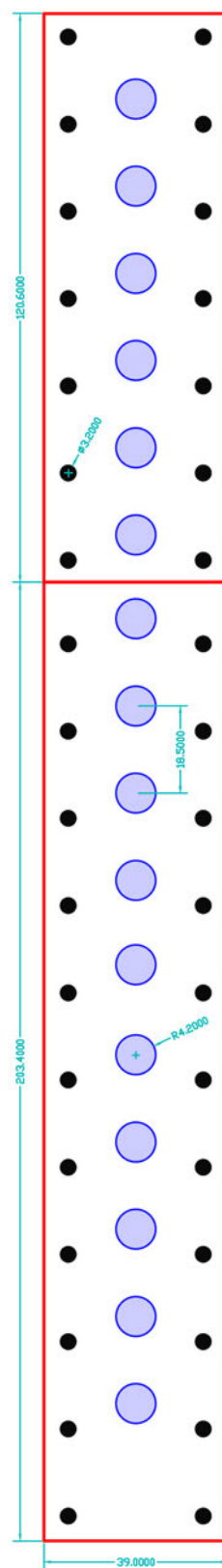
Verde: Bottom
Azul: Top
Rojo: Corte
Negro: Taladros



(a) Líneas de acoplo



(b) Parches inferiores



(c) Parches superiores

Figura B.5: Planos de los sustratos fabricados.

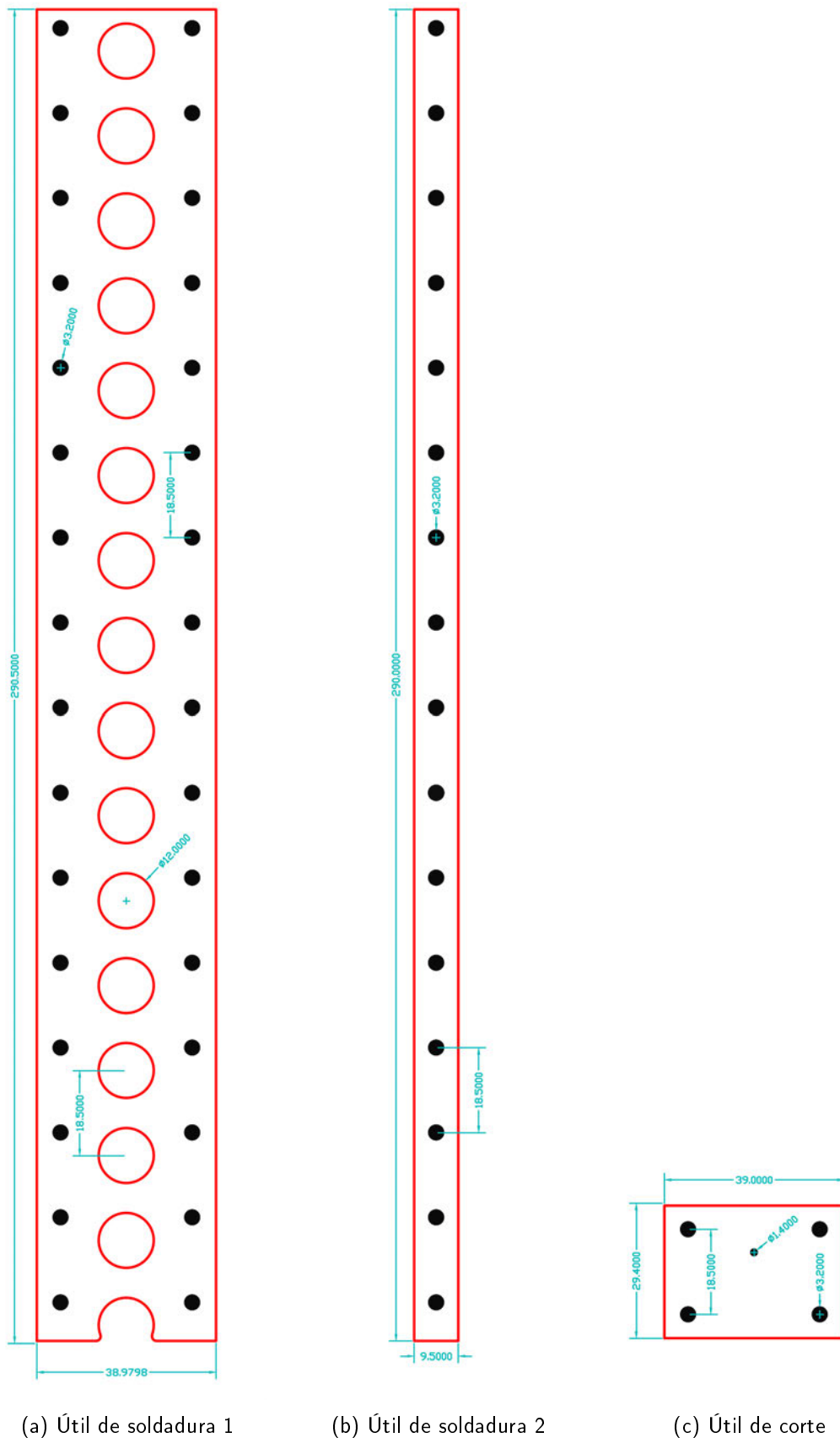


Figura B.6: Planos de los útiles fabricados.



Medida en cámara anecoica (EPS UAM)

CÁMARA ANECOICA DE RF - EPS (UAM)

El grupo de investigación RFCAS de la EPS, perteneciente a la Universidad Autónoma de Madrid, dispone de una cámara anecoica (construida en 2012) que permite realizar medidas de 2 a 18 GHz [Figura C.1].

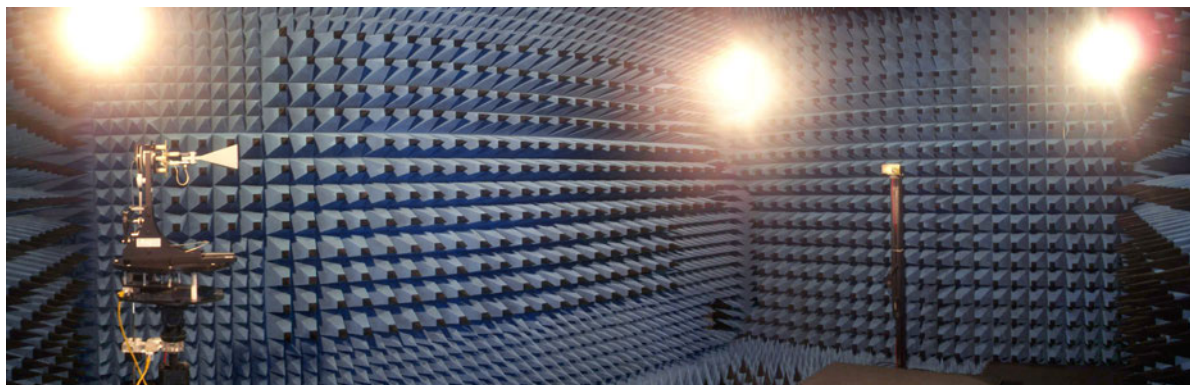


Figura C.1: Cámara anecoica de la EPS (UAM).

Concepto

Una cámara anecoica¹ de radiofrecuencia (RF), es una sala aislada de señales de radiofrecuencia exteriores y con unas paredes capaces de absorber completamente las ondas electromagnéticas. La combinación de ambas propiedades hace que en su interior se produzcan unas condiciones de espacio libre de dimensiones infinitas.

El aislamiento de fuentes de ruido electromagnético exterior se consigue realizando un blindaje metálico en sus paredes formando una jaula de Faraday. Por otro lado, las paredes interiores de la cámara están recubiertas por material absorbente electromagnético con forma de pirámide, logrando así evitar cualquier tipo de reflexión en ellas.

Gracias al aislamiento electromagnético que se produce en su interior, las cámaras anecoicas son principalmente utilizadas para la caracterización de elementos radiantes (antenas), así como el testeo y medidas de otros sistemas: radares, compatibilidad electromagnética (EMC), etc.

Elementos de la cámara anecoica de la EPS

A continuación se presentan los elementos que componen la cámara anecoica de la EPS:

- **Material absorbente piramidal** [Figura C.2]: Este material consigue la atenuación de señales RF de dos formas: por dispersión (*scattering*) y por absorción. El material absorbente piramidal se compone de una espuma de uretano ignífuga cubierta de carbón negro. La altura de la pirámide se elige en función de la mínima frecuencia y la absorción de energía requerida.

¹*Anechoic Chamber, an-echoic* significa *non-echoic* o *echo-free*. Por lo tanto, anecoica significa libre de ecos.

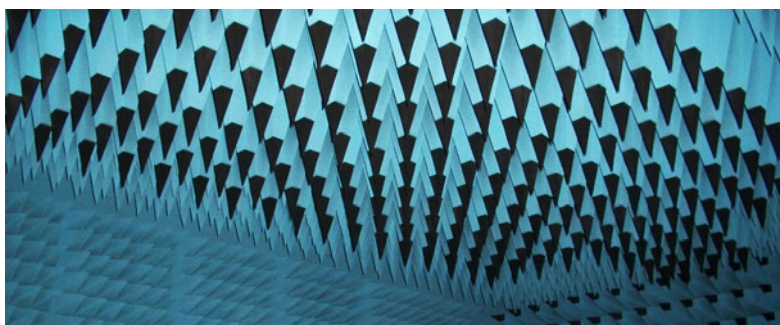


Figura C.2: Material absorbente piramidal de la cámara anecoica.

- **Analizador de redes Agilent E5071C** [24] [Figura C.3]: Un analizador de redes (VNA²) es un equipo que permite medir las propiedades de redes eléctricas asociadas con la reflexión y la transmisión de señales eléctricas, conocidas como parámetros de dispersión (Parámetros S). A partir de los parámetros S se pueden expresar las principales propiedades eléctricas de un dispositivo o red: ganancia, pérdidas de retorno, relación de onda estacionaria de tensión (VSWR), coeficiente de reflexión, etc. El VNA Agilent E5071C disponible en la EPS funciona de 300 kHz a 20 GHz.



Figura C.3: Analizador de redes Agilent E5071C propiedad de la EPS.

- **Kit de calibración del analizador de redes:** Para medir los parámetros S de un circuito de RF es necesario eliminar o sustraer de la medida el efecto de los errores sistemáticos que puedan producir otros elementos como cables, conectores, etc. Para ello se hace imperiosa la calibración del VNA antes de hacer la medida del dispositivo. Durante el proceso de calibración, el VNA obtiene toda la información necesaria para que pueda sustraer de la medida los errores sistemáticos antes mencionados y conseguir la información real del circuito.

El proceso de calibración se lleva a cabo haciendo uso del kit de calibración Agilent 85052D 3.5mm Economy Calibration Kit [25] disponible en la EPS [Figura C.4]. El procedimiento consiste en conectar al final del cable que va a ser utilizado para medir el dispositivo una serie de terminaciones que trae el kit: un circuito abierto, un cortocircuito y una carga de 50 Ω (la impedancia característica del circuito).

²Vector Network Analyzer



(a) Caja del kit de calibración



(b) Interior del kit

Figura C.4: Kit de calibración Agilent 85052D Economy propiedad de la EPS.

- **Cables de medida flexibles Agilent 85131E/F/H [26] [Figura C.5]:** Cables de alta calidad que conectan el VNA al dispositivo para medir sus parámetros S.



Figura C.5: Cables de medida RF Agilent 85131E/F/H con conectores NMD de 3,5 mm.

- **Nivel digital y medidor láser [Figura C.6]:** Muy importantes para alinear y nivelar las antenas entre sí.



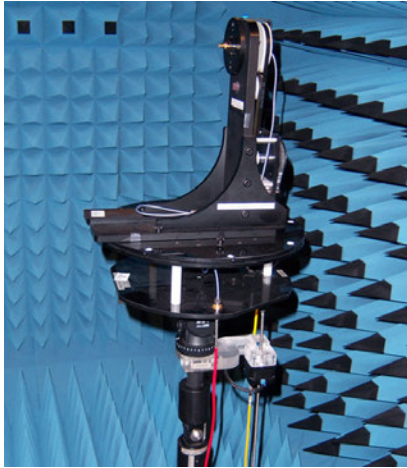
(a) Nivel digital de M-D



(b) Medidor láser Bosch DLE40

Figura C.6: Nivel y medidor de la cámara anecoica.

- **Sistema de medida de antenas DAMS 6000** [27]: Consta de una plataforma giratoria [Figura C.7a] en la que se colocan las antenas a medir, un controlador hardware para mover la plataforma y una serie de cables RF de precisión, accesorios y herramientas para montar el sistema completo [Figura C.7b]. Este sistema es ideal para medir antenas de pequeño tamaño.



(a) Plataforma giratoria



(b) Elementos y herramientas

Figura C.7: Sistema DAMS 6000.

- **Software Antenna Measurement Studio** [28] [Figura C.8]: Software de medida de antenas encargado de controlar la plataforma giratoria DAMS 6000. Se conecta al analizador de redes y lo maneja para realizar la medida y obtener el diagrama de radiación.

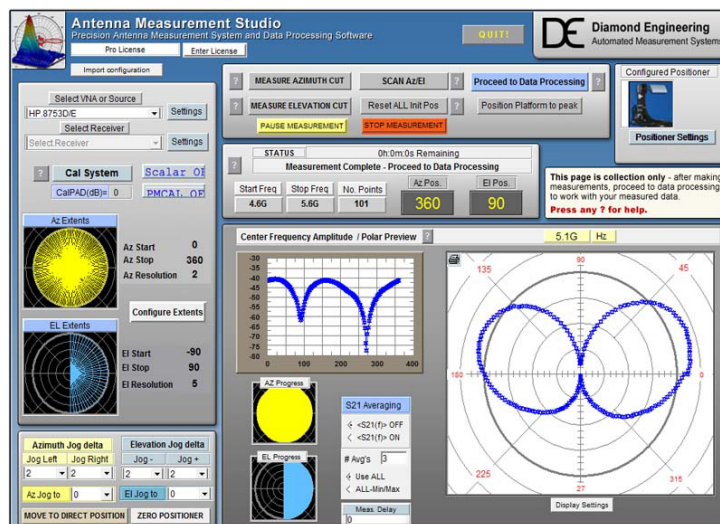


Figura C.8: Captura de pantalla del software de DAMS *Antenna Measurement Studio*.

- **Amplificadores Mini-Circuits ZX60-24-S+** [29] [Figura C.9]: Amplificadores de potencia que operan de 5 a 20 GHz. Estos dispositivos son imprescindibles dado que se producen muchas pérdidas en la radiación de las señales de RF dentro de la cámara y por la considerable longitud de los cables.

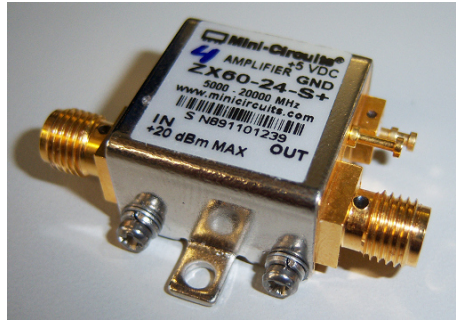


Figura C.9: Amplificador ZX60-24-S+ de Mini-Circuits.

- **Fuentes de alimentación PROMAX FAC-662B [30] [Figura C.10]:** Necesarias para alimentar los amplificadores.



Figura C.10: Fuente de alimentación PROMAX FAC-662B.

- **Antena de bocina piramidal utilizada como sonda [31] [Figura C.11]:** Una sonda es una antena que se toma de referencia para realizar la medida de la otra antena en la misma frecuencia de trabajo. Para la medida del diseño realizado en este PFC, se ha utilizado como sonda una antena de bocina piramidal cuya banda de trabajo va de 8 a 12 GHz. En ocasiones, para medidas de antenas con gran ancho de banda, es necesario el uso de varias sondas para cubrir todo el rango.

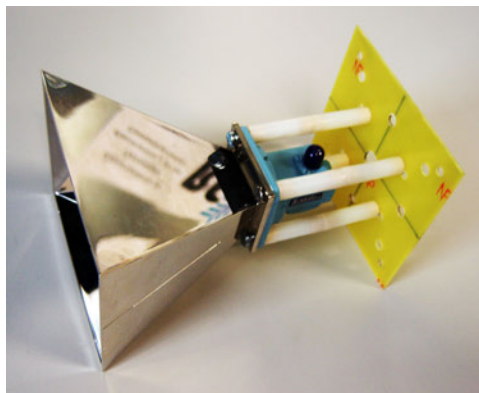


Figura C.11: Antena de bocina piramidal utilizada como sonda de 8 a 12 GHz. Incluye una transición guía-coaxial y un soporte para la torre.

Estructura completa

Los elementos que componen la cámara anecoica se estructuran de la forma descrita en la Figura C.12.

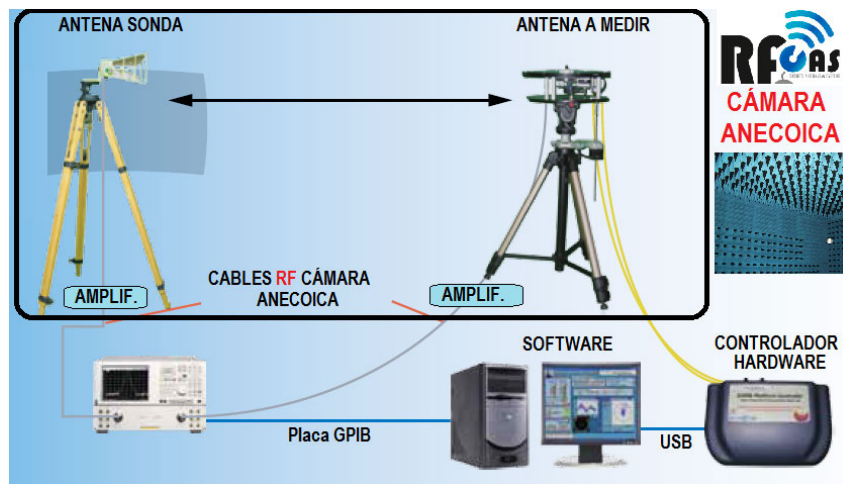


Figura C.12: Esquema general de la cámara anecoica de la EPS (UAM).

En el interior de la propia cámara se dispone de dos antenas: una antena sonda y la antena a medir. Los cables de RF se conectan con el analizador de redes Agilent E5071C.

Normalmente, es necesario amplificar las señales del sistema puesto que se producen muchas pérdidas en el sistema: cables de considerable longitud y radiación en el interior de la cámara. En este caso los amplificadores se intercalan entre cada una de las dos antenas y el analizador de redes. En todo momento debe tenerse en cuenta en el enlace cuál es la antena emisora (fuente) y cuál la receptora, así será posible hacer una conexión adecuada de los amplificadores y elegir el parámetro adecuado de medida en el analizador de redes.

Proceso de medida

El sistema DAMS permite realizar medidas a múltiples frecuencias al mismo tiempo, lo que reduce en gran medida el tiempo de medida. El procedimiento a seguir para realizar una medición es el siguiente:

1. Seleccionar la sonda adecuada en función del rango de frecuencias de trabajo y colocarla en la polarización a medir (horizontal o vertical).
2. Situar la antena a medir y comprobar que ambas antenas están perfectamente alineadas. Cerrar las puertas de la cámara.
3. Configurar el analizador de redes: rango de frecuencias, número de puntos y parámetro de medida. Para medir el diagrama de radiación hay que seleccionar entre los parámetros s_{12} y s_{21} según la configuración de las antenas sonda y a medir (emisora-receptora o viceversa).
4. Iniciar el software de medida y encender el controlador hardware. En el software de medida seleccionar el analizador de redes, el tipo de rotación (horizontal o vertical en función de la medida a realizar) y el número de puntos (precisión de rotación).

5. Iniciar el proceso de medida desde el programa informático.

Durante la medida, el software maneja el analizador de redes (a través de la placa GPIB) generando señales de RF y realizando medidas del parámetro deseado (s_{12} o s_{21} seleccionado previamente) por cada punto de rotación y en el rango de frecuencias elegido. Asimismo, el propio software controla el giro de la plataforma a través del controlador hardware, tomándose así las medidas oportunas en cada punto. Al finalizar, se obtiene el diagrama de radiación para cada una de las frecuencias elegidas que puede ser exportado en diferentes formatos.

D

Proyección a campo lejano

REGIONES DE CAMPO RADIADO

El espacio que rodea a una antena se divide en 3 regiones: campo-cercano¹ reactivo, campo-cercano radiado (Fresnel) y campo-lejano² (Fraunhofer).

- **Campo cercano reactivo:** Espacio más próximo que rodea la antena donde predomina el campo reactivo. Esta región se da a una distancia R de la superficie de la antena según:

$$R < 0,62\sqrt{D^3/\lambda} \quad (D.1)$$

donde λ es la longitud de onda y D la mayor dimensión de la antena.

- **Campo cercano radiado (Fresnel):** Región comprendida entre la región de campo cercano reactivo y la de campo lejano; en esta zona predomina el campo radiado pero la distribución de campo angular depende de la distancia a la antena. La región queda definida a una distancia R tal que:

$$0,62\sqrt{D^3/\lambda} \leq R < 2D^2/\lambda \quad (D.2)$$

- **Campo lejano (Fraunhofer):** Región donde la distribución angular del campo es independiente de la distancia a la antena. La región se define a una distancia R que cumple:

$$R > 2D^2/\lambda \quad (D.3)$$

El diagrama de radiación de una antena cambia su forma en función de la región donde se esté observando. En la zona reactiva se obtiene un diagrama diseminado y casi uniforme. Si se aleja el observador hasta la región cercana de Fresnel, el diagrama de radiación aparece suavizado con los núlos de los lóbulos secundarios rellenos. Por último, en la región de campo lejano el diagrama está correctamente formado, con los lóbulos bien definidos y sus núlos marcados. La radiación de una antena siempre se representa mediante su diagrama de radiación en campo lejano (Fraunhofer).

PROBLEMÁTICA

La distancia a la que los prototipos construidos en este PFC radian en la región de campo lejano:

$$R > \frac{2D^2}{\lambda} = \frac{2 \cdot (30 \text{ mm})^2}{26,09 \text{ mm}} = 6,19 \text{ m} \quad (D.4)$$

La distancia entre torres de la cámara anecoica de la EPS es de 4,2 metros. Por ello, no se dan las condiciones de campo lejano *far-field* para la medida de los prototipos de este PFC. El valor medido se encuentra en la región de Fresnel. Para obtener el diagrama de radiación en campo lejano a partir de la medida en campo cercano, es necesario realizar una proyección a *far-field* de la misma.

¹*near-field*

²*far-field*

MÉTODO DE PROYECCIÓN

Según [4], el método para calcular el factor de array a cualquier distancia r a partir de las amplitudes (A_i) y fases (ϕ_i) de los M elementos es:

$$FA(r) = \sum_{i=1}^M |A_i| \cdot e^{j\phi_i} \cdot e^{-jkR_i} \quad (D.5)$$

$$R_i = \sqrt{(x - x'_i)^2 + (y - y'_i)^2 + (z - z'_i)^2} \quad (D.6)$$

$$\text{Coord. esféricas} \rightarrow \text{cartesianas} \begin{cases} x = r \sin \theta \cos \varphi \\ y = r \sin \theta \sin \varphi \\ z = r \cos \theta \end{cases} \quad (D.7)$$

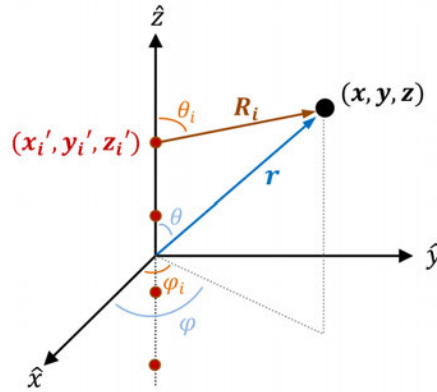


Figura D.1: Sistema de coordenadas para calcular la proyección a campo lejano.

El procedimiento consiste en calcular los coeficientes (amplitud y fase) que generan un factor de array a $r = 4,2$ m igual a la medida obtenida en la cámara anecoica a esa misma distancia. Este cálculo se realiza mediante un *Script* en MATLAB en el que se define una función de coste y se aplica un algoritmo de minimización.

Una vez obtenidos los coeficientes que generan la medida, la proyección se consigue aumentando la distancia del cálculo del FA hasta cumplir las condiciones de *far-field* (D.4). El resultado final es la medida proyectada a campo lejano.



Publicaciones

PUBLICACIONES

Del trabajo llevado a cabo en este PFC, se ha escrito un artículo enviado a la revista **IET Microwaves, Antennas & Propagation**. Este artículo establece una metodología completa para el diseño de este tipo de antenas teniendo en cuenta el acoplamiento mutuo entre elementos y confirma experimentalmente su validez con ayuda de las medidas realizadas de los prototipos.

- Casas-Olmedo S., Masa-Campos J. L., Sánchez-Olivares P., "Design and Characterization Model for a Linearly Polarized Patch Array Fed by Serial Rectangular Waveguide Network", *IET Microwaves, Antennas & Propagation*.



Microwaves, Antennas
& Propagation

[Edit Account](#) | [Instructions & Forms](#) | [Log Out](#) | [Get Help Now](#)

SCHOLARONE™
Manuscripts

[Main Menu](#) ➤ [Corresponding Author Dashboard](#) ➤ Submission Confirmation

You are logged in as Jose Luis Masa-Campos

Submission Confirmation

Thank you for submitting your manuscript to *IET Microwaves, Antennas & Propagation*.

Manuscript ID: MAP-2013-0379

Title: DESIGN AND CHARACTERIZATION MODEL FOR A LINEARLY POLARIZED PATCH
ARRAY FED BY SERIAL RECTANGULAR WAVEGUIDE NETWORK

Authors: Casas-Olmedo, Sergio
Masa-Campos, Jose Luis
Sanchez-Olivares, Pablo

Date Submitted: 21-Jul-2013



Print



[Return to Dashboard](#)

ScholarOne Manuscripts™ v4.12 (patent #7,257,767 and #7,263,655). © ScholarOne, Inc., 2013. All Rights Reserved.
ScholarOne Manuscripts is a trademark of ScholarOne, Inc. ScholarOne is a registered trademark of ScholarOne, Inc.



[Follow ScholarOne on Twitter](#)

[Terms and Conditions of Use](#) - [ScholarOne Privacy Policy](#) - [Get Help Now](#)

**DESIGN AND CHARACTERIZATION MODEL FOR A LINEARLY
POLARIZED PATCH ARRAY FED BY SERIAL RECTANGULAR
WAVEGUIDE NETWORK**

Journal:	<i>IET Microwaves, Antennas & Propagation</i>
Manuscript ID:	Draft
Manuscript Type:	Research Paper
Date Submitted by the Author:	n/a
Complete List of Authors:	Casas-Olmedo, Sergio; Universidad Autonoma de Madrid, Tecnologia Electronica y de las Comunicaciones Masa-Campos, Jose Luis; Universidad Autonoma de Madrid, Tecnologia Electronica y de las Comunicaciones Sanchez-Olivares, Pablo; Universidad Autonoma de Madrid, Tecnologia Electronica y de las Comunicaciones
Keyword:	ANTENNA TRAVELLING WAVE ARRAYS, WAVEGUIDE ANTENNAS, PATCH ANTENNAS

SCHOLARONE™
Manuscripts

DESIGN AND CHARACTERIZATION MODEL FOR A LINEARLY POLARIZED PATCH ARRAY FED BY SERIAL RECTANGULAR WAVEGUIDE NETWORK

S. Casas-Olmedo, J. L. Masa-Campos, P. Sánchez-Olivares

Group of Radio-Frequency, Circuits, Antennas and Systems (RFCAS), Department of Electronic and Communication Technologies, Autonoma University of Madrid, Francisco Tomas y Valiente 11, 28049 Madrid, Spain.

Abstract: A novel method for considering radiating structures independently to their feeding networks is presented. The integration of both parts separately designed suffers a critical misalignment with the theoretical behaviour caused by the mutual coupling effects between adjacent elements. This method analyses radiated near E-field monitors to adjust the whole antenna after joining both independently designed parts. A Linearly Polarized Patch Array fed by a Rectangular Waveguide with internal coupling patches for X band (11 GHz - 12 GHz) has been designed to validate the method performance. A double stacked microstrip patch structure with an integrated phase compensation microstrip line has been used as radiating element. The coupling patches inside the waveguide are connected to the external radiating patches by means of metallic probes. The presented method requires changes in the feeding structure as in the radiating elements. Several prototypes have been manufactured and measured: the feeding waveguide structure connectorized, the radiating patches connectorized, the union of both with SMA transitions, and the final integration into the complete antenna. 18.5 dBi gain and 85% efficiency peak values, as well as 6% usable bandwidth have been experimentally achieved.

Index Terms – internal coupling patches, phase compensation lines, double stacked patch, radiated near-field compensation model, progressive feeding.

I. INTRODUCTION

During the last decades, in high frequency applications slots have been commonly used as radiating elements in waveguide arrays with satisfactory results in the whole microwave band [1]-[6]. However, these slotted waveguides lack in versatility due to the strong dependency between the radiating element and the feeding network. As an alternative, a design with patches instead of slots as single radiator was proposed by authors in [7]. In this case, a clear independency between both the feeding and radiating networks in the design process is then achieved. Also a new coupling structure between the wave propagated inside the waveguide and the external radiating patches was introduced, which is formed by internal coupling patches inside the waveguide. Exclusively for circularly polarized (CP) arrays, a technique to tune the radiated phase of each element consisting on the axial rotation of pin-fed elements as helixes [8], curls [9], and patches [10] and [11]. Otherwise for linear polarization (LP), the new coupling method provides the capacity of antenna reconfigurability by the insertion of structures ([12]) and devices ([13]-[15]) externally placed to the waveguide network to achieve a radiation pattern control. Finally in both [7] and [12], the elements were individually designed with a basic cell model, without taking into account the degradation caused by the coupling effects between adjacent elements. These structures were fed by parallel plate waveguides. In [16], a substrate integrated waveguide feeding network was used for the first time to feed a patch array. A compensation model was also satisfactory introduced to reduce mutual coupling effects.

In this paper, a Linearly Polarized Patch Array fed by a conventional Rectangular Waveguide (LP-PARW) is presented for the first time. In addition, a complete design as well as a characterization process model is also specified. A design methodology based on separated antenna modules is followed, with a final integration stage which predicts the full antenna performance. A detailed explanation of the structure is presented in Section II and the design process is described in Section III. Simulated and measured results of

the manufactured prototypes to verify the proposed design and characterization model are detailed in Section IV. Finally, conclusions are drawn in Section V.

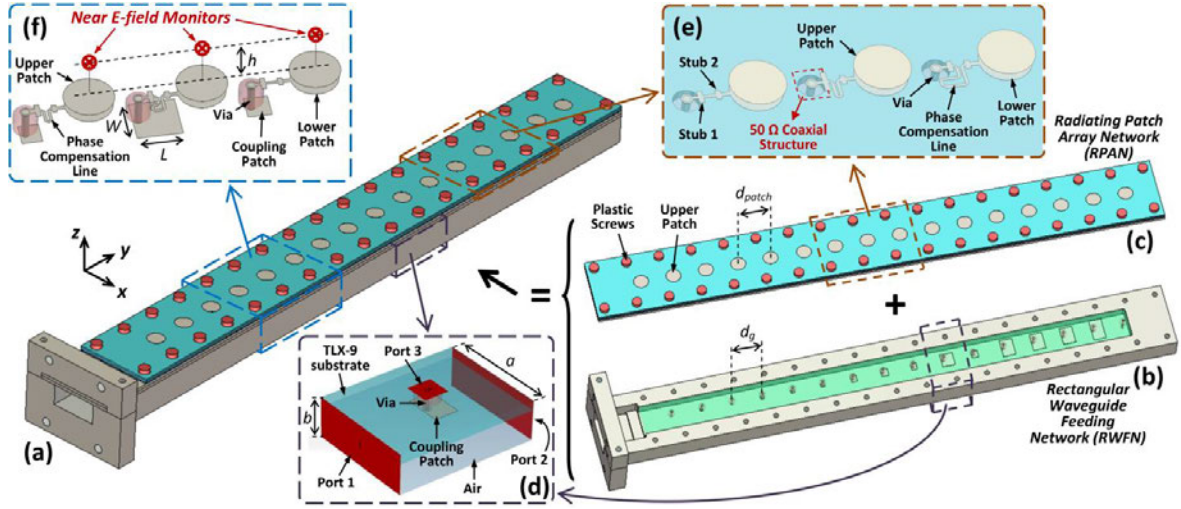


Figure 1. Complete antenna structure and separated parts: (a) LP-PARW, (b) Rectangular Waveguide Feeding Network, (c) Radiating Patch Array Network, (d) 3-port model ICPs, (e) Double stacked patches and PCLs topologies and (f) 3-element mutual coupling model with near E-field monitors.

II. ANTENNA STRUCTURE DESCRIPTION

A. Complete Antenna Structure

The full antenna structure (LP-PARW) is presented in Figure 1(a). It consists of two main parts: a Rectangular Waveguide Feeding Network (RWFN) and an external double stacked Radiating Patch Array Network (RPAN) shown in Figure 1(b)-(c) respectively. The RWFN is composed of internal coupling patches (Figure 1(d)). The travelling wave propagated inside the waveguide is partially coupled by the Internal Coupling Patches (ICPs) and pulled out the waveguide through metallic vias. Therefore each radiating element of the RPAN is connected to its corresponding ICP of the RWFN by these vias. The coupled signal is given to the radiating element (double stacked patch) through a microstrip line (Phase Compensation Line (PCL), Figure 1(e)) used to tune the radiated phase of each element to achieve broadside radiation. The RPAN

is compound by the double stacked patch array and the PCLs which are integrated in the same layer than the lower patch structure.

B. Rectangular Waveguide Feeding Network

The RWFN consists of a rectangular waveguide in conventional metallic technology with 16 ICPs inside (Figure 1(b)). The waveguide width is $a = 18.25$ mm and its height is $b = 6.6$ mm. The travelling wave propagated inside the waveguide is partly coupled to external radiating patches by means of the size (width W and length L in Figure 1(f)) of these ICPs. Therefore, a progressive wave feeding scheme is defined. The size of each ICP is calculated to achieve the desired amplitude feeding distribution. The waveguide is partially filled with a TACONIC TLX-9 substrate (dielectric constant $\epsilon_{r1} = 2.5$, loss tangent $\tan \delta_1 = 0.0019$ and thickness $b_1 = 1.575$ mm) where the ICPs are printed (Figure 2). Likewise, copper vias of diameter $d_{\text{via}} = 1.26$ mm connect the ICPs of the RWFN with the top outside of the waveguide. With this configuration of a partially filled waveguide, the propagated pure TE_{10} fundamental mode is modified into a hybrid Longitudinal Section Magnetic (LSM^y) mode [17] providing two different ways of coupling inside the waveguide: the length of the vias and the size of the ICPs. Corresponding to [17], the effective dielectric constant inside the waveguide is $\epsilon_{\text{reff}} = 1.177$ and the cut-off frequency of the fundamental mode (LSM^y_{10}) in the equivalent waveguide is 7.58 GHz.

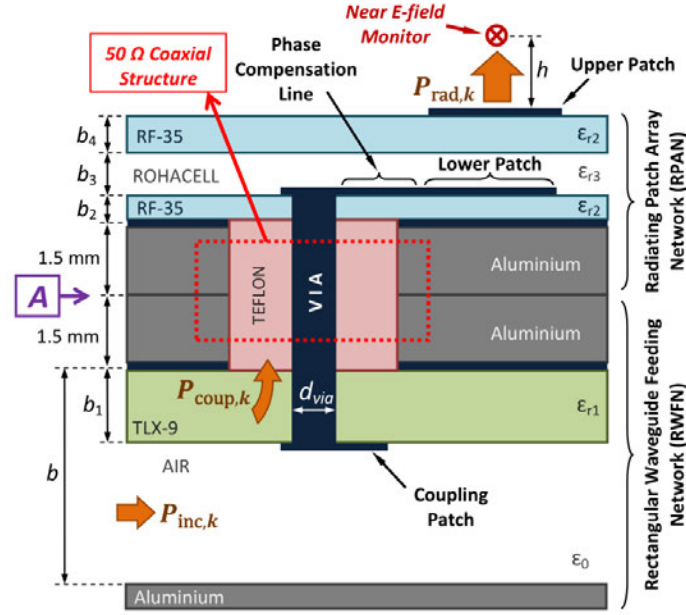


Figure 2. Multilayer scheme of the k^{th} element.

C. Radiating Patch Array Network

The RPAN is constituted by 16 double stacked circular patches with microstrip PCLs (Figure 1 (c)). As Figure 2 shows, the stacked patches have been printed on $b_2 = 0.508$ mm (lower patches) and $b_4 = 0.762$ mm (upper patches) TACONIC RF-35 substrates ($\epsilon_{r2} = 3.5$, $\tan \delta_2 = 0.0027$), with a $b_3 = 1$ mm air gap between both layers. The air gap has been implemented using ROHACELL 51 HF ($\epsilon_{r3} = 1.05$, $\tan \delta_3 = 0.004$) substrate to provide mechanical stability to the structure. Lower patches are directly fed by microstrip PCLs (Figure 1 (e)). The length of each line is adjusted to compensate the phase difference between adjacent radiating elements. This phase difference is due to the distance between elements. The PCLs are joined with the ICPs of the waveguide by means of metallic vias (d_{via}).

III. DESIGN PROCESS

A. Proceeding

As preliminary step, the ICPs of the RWFN and the PCLs of the RPAN are separately designed using a basic cell model that only takes into account one single element as designs presented in [7] and [12].

Following, both parts individually designed are put together in a full integration antenna evaluating its behaviour. In order to compensate the mutual effects inside both the waveguide feeding and the radiating structures, a mutual coupling model introduced in [16] between adjacent elements is applied. Finally, a deep comparison of the results before (with the basic cell design) and after the application of the mutual coupling model is presented for evaluating the model performance.

B. Rectangular Waveguide Feeding Network

The ICPs are first individually designed in a 3 port basic cell model (Figure 1 (d)). Input (port 1), output (port 2) and a 50 ohm (Ω) coaxial structure (port 3) to simulate the impedance of the radiating patch joint are set. The design has been done with the assumption of no losses in the radiating structure ($P_{rad,k} = P_{coup,k}$, with $P_{rad,k}$ and $P_{coup,k}$ the radiated and coupled power of the k^{th} array element in Figure 2). The amplitude coefficient of each element ($|F_k|$) of a feeding distribution is defined as the radiated power in the element divided by the total array input power:

$$(1) \quad |F_k| \text{ (dB)} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{|\vec{E}_k|^2}{\sum_{i=1}^M |\vec{E}_i|^2} \right)$$

\vec{E}_k is the corresponding field value in the aperture of the k^{th} element of the array and M is the number of elements. For a uniform amplitude feeding distribution, all the amplitude coefficients ($|F_k|$) are equals to -12.04 dB [16]. However, in this work a different amplitude feeding distribution is proposed ($|F_k|_{theo}$ in Table 1) to accomplish a -21 dB side lobe level (SLL) radiation pattern. The coupling coefficients ($|C_k|$ in Table 1) defined as the ratio between the incident ($P_{inc,k}$) and radiated ($P_{rad,k}$) powers in the k -th array element are obtained from the coefficients of the proposed amplitude feeding distribution ($|F_k|_{theo}$ in Table 1) by the proceeding shown in [16]. No residual power is considered in the array ($t = 0$ in [16]). Therefore, last array element is designed as a matched load to radiate all its incident power. As previously was indicated in Section II.B, the size of the ICPs defines the antenna feeding distribution. So the required initial ICPs dimensions are directly obtained from the $|S_{3,1}|$ parameter values in the 3-port basic cell model (Figure 1(d)) to satisfy the calculated $|C_k|$ coefficients in Table 1. No mutual coupling effects between the ICPs are taking into account in this preliminary design process.

Table 1. LP-PARW amplitude distribution, coupling coefficients and dimensions of ICPs with basic cell and mutual coupling models.

Elem.	$ F_k _{\text{theo}}$ (dB)	$ C_k $ (dB)	Basic Cell Model		Mutual Coupling Model	
			L (mm)	W (mm)	L (mm)	W (mm)
1	-14.30	-14.30	Only via		Only via	
2	-14.45	-14.28	Only via		1.76	1.76
3	-14.45	-14.12	Only via		Only via	
4	-12.96	-12.46	1.8	1.76	2.2	1.3
5	-11.80	-11.05	2.37	2.1	2.35	2.5
6	-10.68	-9.57	2.7	3.2	2.2	2.4
7	-10.13	-8.51	3.54	4.1	3.5	4
8	-9.86	-7.59	5.3	5.1	4.3	4.5
9	-9.86	-6.76	6.5	6	3.4	4
10	-10.13	-5.99	7.25	6.95	7.6	7.9
11	-10.68	-5.28	7.65	8.23	4	4.3
12	-11.80	-4.88	7.65	8.9	7.65	10.8
13	-12.96	-4.33	7.65	9.73	7.65	10.5
14	-15.06	-4.43	7.65	9.57	7.65	10.5
15	-15.54	-2.97	7.52	11.82	7.5	12.8
16	-15.63	0	Matched load		Matched load	

Once the sizes of the ICPs have been individually obtained, they are arranged together into the RWFN. The ICPs separation (d_g) has been optimized to achieve the minimum input reflection coefficient of the whole RWFN. In this particular structure, both the element separation (d_{patch}) and the ICPs separation (d_g) are the same ($d_{\text{patch}} = d_g$). In [7], a $3\lambda_g/4$ (λ_g is the wavelength of the waveguide) separation between elements was used to cancel the reflections two by two. Nevertheless in this paper, the inclusion of the PCLs adds an extra phase path to its corresponding element. Therefore, the reflection coefficient of two adjacent elements k and $k+1$ ($r_{k,k+1}$) is redefined in (2) using the singular reflection coefficients of each element (r_k and r_{k+1}), with $|r_k|$, $|r_{k+1}|$, ϕ_k and ϕ_{k+1} the amplitude and phase of the reflection coefficients r_k and r_{k+1} respectively. β_g is the propagation constant of the waveguide. The amplitude reflection coefficients of adjacent elements ($|r_k|$ and $|r_{k+1}|$) have very similar values. However, their phases (ϕ_k and ϕ_{k+1}) are considerably distinct due to the significant differences between PCLs. For this reason, the initial element separation $d_g = 3\lambda_g/4$ is tuned to achieve the cancellation two by two of the reflection coefficients.

$$(2) \quad r_{k,k+1} = |r_k| e^{j\phi_k} + |r_{k+1}| e^{j\phi_{k+1}} \cdot e^{-2j\beta_g d_g}$$

Following (2), the distance between elements (d_g) has been optimized obtaining the lowest input reflection with $d_g = 18.5$ mm ($0.58\lambda_g$) average spacing.

C. Radiating Patch Array Network

A 16 element double stacked patch array structure (Figure 1(c)) has been designed. Each radiating element has been adjusted to 50Ω . To achieve a broadside radiation, a uniform phase distribution is aimed. The double patch radiating elements are connected to straight microstrip lines placed in the same substrate of the lower patches (Figure 1(e)). Furthermore, the straight lines are extended and bent to increase their length. These microstrip structures compensate the phase difference between adjacent elements caused by two reasons: the phase factor ($e^{-j\beta_g d_g}$) of the progressive wave in the path between two adjacent elements and the phase modification in the transmitted wave under the presence of the ICPs.

Three different topologies of PCLs have been designed (Figure 1(e)). Bends have been introduced to maintain the location of the whole radiating structure fixed. Thus the diversity of the PCLs does not affect the elements spacing. The longest lines have been doubly bent in order to shorten the perpendicular microstrip lines for reducing cross-polar (XP) radiation and enhancing co-polar (CP) radiation. The impedance of the PCLs is 70Ω in order to reduce the width; this minimizes the undesired radiation of these lines. Furthermore, two microstrip stubs (stub 1 and stub 2 in Figure 1(e)) have been designed to match the 50Ω coaxial and the double patch structures to the 70Ω PCL.

D. Mutual Coupling Compensation Model

As it was explained in Section III.B, the preliminary design of the RWFN was done with the ICPs individually designed in a basic cell model. Besides, in Section III.C the lengths of the PCLs were obtained from the individual simulations taking as a reference the previous element [12]. However, mutual effects between adjacent elements degrade the expected radiating behaviour. For this reason, a mutual coupling compensation model presented in [16] has been applied over the integration of the preliminary RWFN and RPAN designs. The model is iteratively applied to the central item of a 3 element structure while the other

two act like dummies (Figure 1(f)). In CST Microwave Studio, the actual radiated amplitude and phase coefficient ($F_{k,\text{rad}}$) of each element is acquired by defining near E-field monitors in the aperture ($h = 1$ mm height above the upper radiating patch) (Figure 1(f) and Figure 2). So they might be compared to the theoretical ones ($|F_k|_{\text{theo}}$ in Table 1). The phase difference between adjacent elements k and $k-1$ ($\Delta\Phi_k$) is defined in (3).

$$(3) \quad \Delta\Phi_k = \angle F_k - \angle F_{k-1}, \quad \forall k > 1$$

According to this model, two features have been modified from the initial values of the basic cell model. The size of the ICPs to meet the required amplitude feeding distribution ($|F_k|_{\text{theo}}$ in Table 1), and the length of the PCLs to achieve the desired uniform phase for broadside radiation ($\Delta\Phi_{k,\text{theo}} = 0^\circ, \forall k$). In Table 1, a comparison between the size of the ICPs before and after applying the mutual coupling model is shown. Several important changes have been done to the dimensions to accomplish the aimed radiation properties.

The final simulated radiated amplitude coefficients obtained after the mutual coupling model ($|F_k|_{\text{rad}}^{\text{mutual}}$) have been greatly adjusted with this method compared to the basic cell design process ($|F_k|_{\text{rad}}^{\text{basic}}$) (Figure 3(a)). The initial phase differences between elements obtained with the basic cell design ($\Delta\Phi_{k,\text{rad}}^{\text{basic}}$) have been reduced to less than $\pm 5^\circ$ with the application of the mutual coupling model ($\Delta\Phi_{k,\text{rad}}^{\text{mutual}}$) (Figure 3(b)).

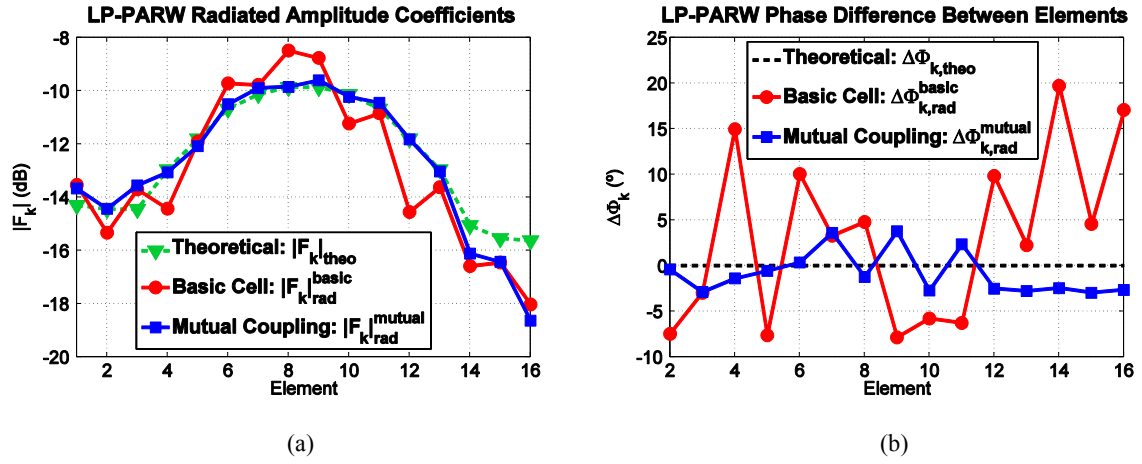


Figure 3. LP-PARW Theoretical, Basic Cell and Mutual Coupling (a) amplitude coefficients and (b) phase difference between elements at 11.5 GHz.

Moreover, if the RPAN is removed from the integrated structure, the simulated amplitude coupled coefficients from the RWFN (at point A in Figure 2) obtained after the mutual coupling model ($|F_k|_{k^{mutual}}$), suffer critical deterioration compared to the initial basic cell values ($|F_k|_{k^{basic}}$) (Figure 4). This demonstrates that the external mutual coupling effect is much more significant than the internal one because the basic cell results and the theoretical values are practically the same. Therefore, the basic cell method is only useful for the initial stage, but then a mutual coupling model over the integrated design is strictly necessary.

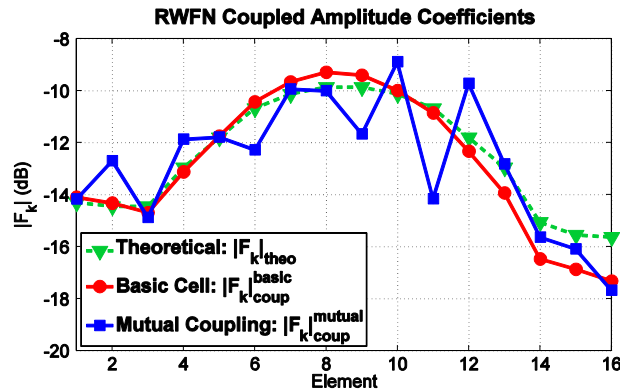


Figure 4. Rectangular Waveguide Feeding Network (RWFN) coupled amplitude coefficients at 11.5 GHz: Theoretical, Single Cell and Mutual Coupling.

To confirm this statement, Figure 5 shows the improvement obtained over the simulations of the radiation pattern after applying the mutual coupling model. Practically the whole radiation pattern is adjusted to the theoretical except a misalignment around 60° . This effect can be produced by the spurious radiation of the PCL of each element that is not captured by its corresponding near E-field monitor.

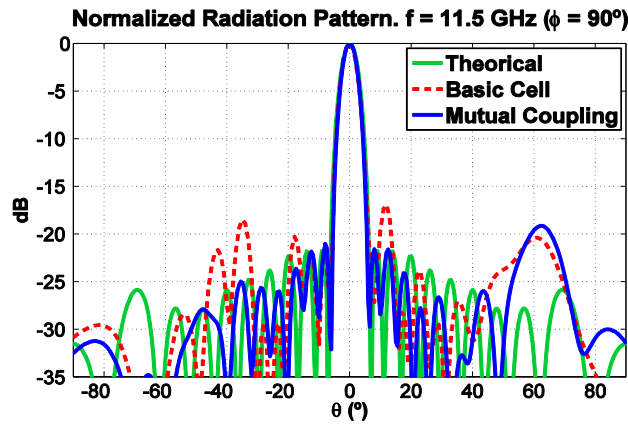


Figure 5. Theoretical and LP-PARW simulated basic cell and mutual coupling normalized radiation patterns at 11.5 GHz ($\phi = 90^\circ$ see axes in Figure 1).

IV. EXPERIMENTAL RESULTS

RWFN and RPAN connectorized prototypes have been separately manufactured (Figure 6) and measured. In this case, the metallic vias have been substituted by 50Ω SMA panel mount connectors for the measurements. The full S-Parameters characterization of both prototypes has been experimentally developed and the complete antenna behaviour has been predicted. Following, both parts are assembled together by 16 SMA male-male transitions (RWFN+RPAN) as is shown in Figure 6(a) and measured. Finally, a fully integrated prototype of the complete antenna without SMA transitions (LP-PARW) has been also manufactured (Figure 6(b)) and measured.

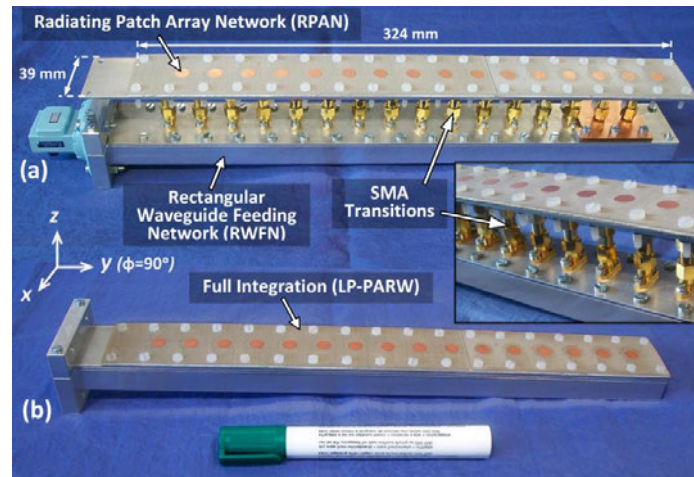


Figure 6. Manufactured prototypes: (a) RWFN+RPAN and (b) LP-PARW.

A comparative between reflection coefficients of the two manufactured prototypes of the whole antenna (RWFN+RPAN and LP-PARW) is presented in Figure 7. A notable correlation between simulations and measurements is observed. The interconnection by software of the measured RWFN and RPAN separated S-Parameter responses (Meas. RWFN + Meas. RPAN in Figure 7) have a very similar shape and level than the final measurement of the SMA joint prototype (Meas. RWFN+RPAN in Figure 7). This demonstrates that the separate design assumption between feeding and radiating networks is possible and predictable with the appropriate mutual coupling model and design process. Moreover, the full integrated prototype (Meas. LP-PARW in Figure 7) reflection performance shows a good agreement with the connectorized structure (RWFN+RPAN). The reflection response achieved is under -15 dB in the whole operating band (11 GHz - 12 GHz).

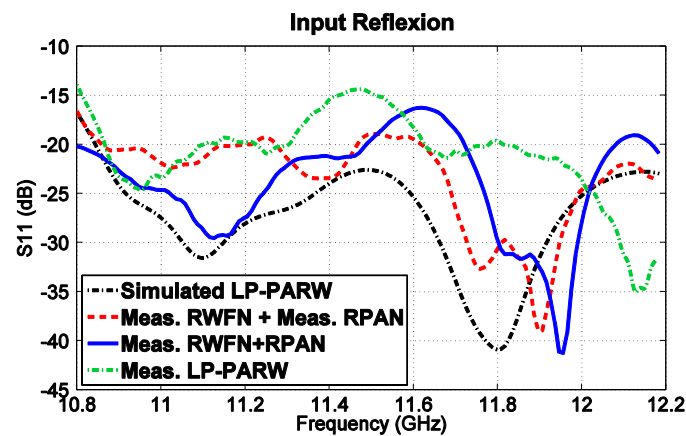


Figure 7. Comparison of simulated and measured input reflections.

On the other hand, the RWFN+RPAN and the LP-PARW radiation patterns measured at the $\phi = 90^\circ$ plane (see Figure 6 axes) are presented in Figure 8. The broadside radiation observed confirm that the PCLs worked as it was expected. In both cases, a side lobe level below -17.4 dB and a 5° value of -3dB beamwidth have been obtained at the design frequency (11.5 GHz). A notable level of cross-polar (XP) radiation under -30 dB has also been measured. Nonetheless, a slight asymmetric radiation pattern in the SLL is also observed. The measured $|F_k|_{\text{coup}}$ values (at point A in Figure 2) of the RWFN (showed in Figure 9(a)) demonstrate that the first six elements couple more power than the expected in the simulations. Likewise, four elements have a small phase deviation from the predicted values (Figure 9(b)). This deterioration is produced by the tolerance errors during the completely manual manufacturing process. However, the proposed method allows the detection of degradations in each element without the necessity to measure the near radiated field in the aperture of the antenna.

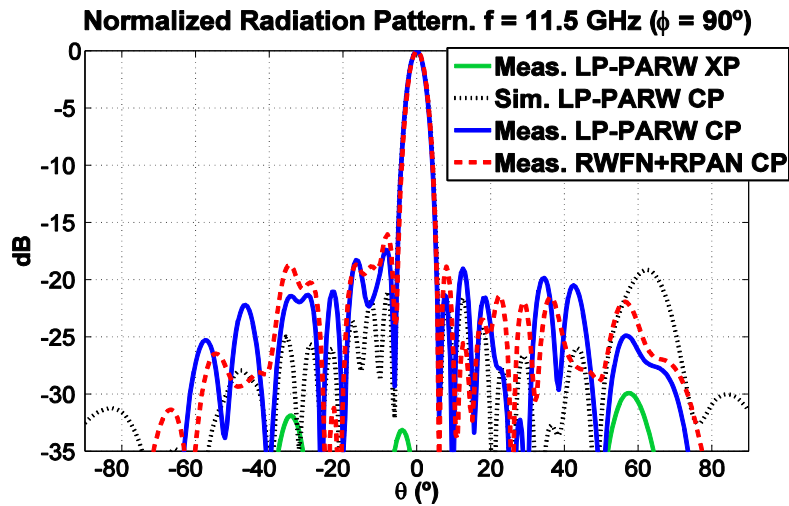


Figure 8. Normalized Radiation Patterns of RWFN+RPAN and LP-PARW prototypes at 11.5 GHz ($\phi = 90^\circ$).

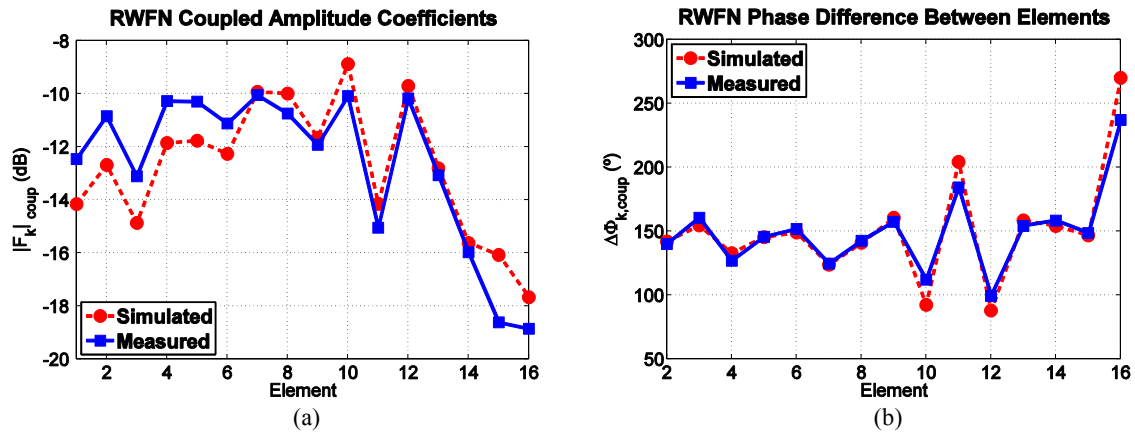


Figure 9. Simulated and measured (a) coupled amplitude coefficients and (b) phase difference between elements of the RWFN prototype at 11.5 GHz.

The measured radiation patterns of the LP-PARW ($\phi = 90^\circ$) at different frequencies are shown in Figure 10. The typical main beam frequency scanning of this kind of progressive wave antennas is verified. Main beam tilt angles at 11 and 12 GHz are -3.5° and 3.5° , respectively. Therefore, the usable bandwidth is reduced to 6% (11.15 GHz - 11.85 GHz) under $\pm 2.5^\circ$ beamtilt criteria [19]. The obtained 6% usable bandwidth is wider in comparison to [19] (3%) and [20] (2.5%). This improvement is due to the lower effective dielectric constant ($\epsilon_{\text{reff}} = 1.177$) in the RWFN which leads to wider bandwidth under the same main beam tilt criteria.

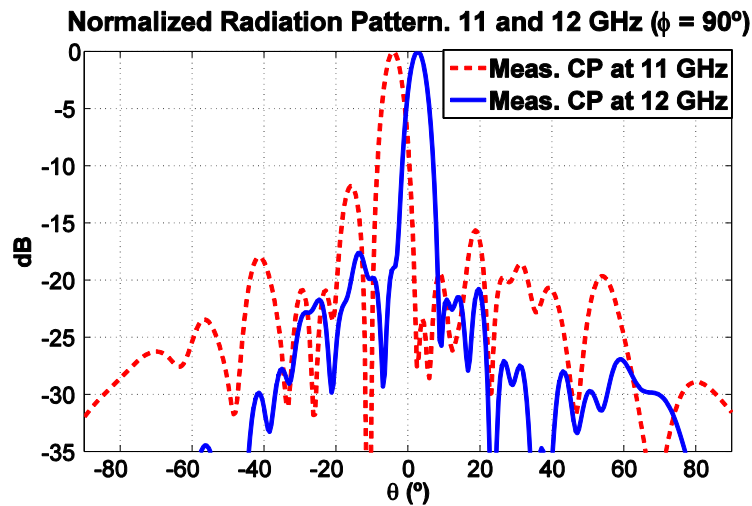


Figure 10. LP-PARW measured radiation pattern at 11 and 12 GHz ($\phi = 90^\circ$).

The simulated and measured LP-PARW gain responses, as well as the measured efficiency at the main lobe angle are presented in Figure 11. The efficiency has been calculated as the ratio between the simulated and the measured gains. Peak gain of 18.5 dBi and 85% efficiency values are obtained at 11.5 GHz. Better efficiency is achieved with this patch array fed by rectangular waveguide design in comparison with previously published papers by authors in substrate integrated waveguide (SIW) [16] (80% at 17 GHz) or parallel plate waveguide [7] (60% at 12 GHz) technologies.

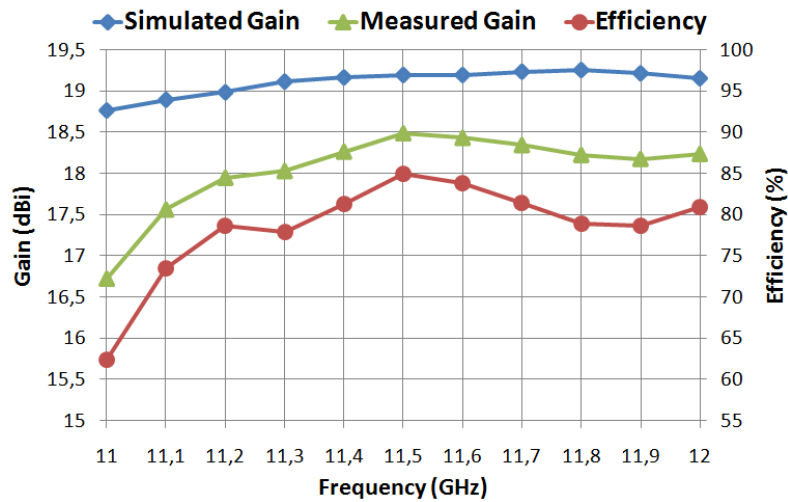


Figure 11. LP-PARW gain and efficiency at the main lobe angle: Simulated gain, measured gain and efficiency.

V. CONCLUSIONS AND FUTURE RESEARCH

In this article, a complete design model for a linearly polarized linear patch array over a rectangular waveguide has been presented. Internal rectangular coupling patches have been used to couple the power inside the waveguide to the radiating elements. External microstrip PCLs have been used to achieve broadside radiation without placement limitation. The proposed methodology considers separated antenna feeding (RWFN) and radiating (RPAN) modules. Likewise, a mutual coupling compensation model has been used for the final adjustments of the full integrated design. The RWFN and the RPAN have been manufactured and measured separately. The final behaviour of the RWFN and the RPAN union (RWFN+RPAN), has been predicted by their separated characterization. Finally, a full prototype of the LP-PARW has been also manufactured and measured obtaining a 18.5 dBi gain and 85% efficiency values at the main lobe angles at

11.5 GHz. Also a usable bandwidth of 6% has been achieved. After the analysis of the results, the suitability of the mutual coupling method has been proved.

The following steps in this research are headed towards more flexible systems for compensating the radiated phase as digital, mems or varactor phase shifters. The inclusion of this kind of devices (only possible in the proposed patch structures in the case of rectangular, SIW or parallel plate waveguides feeding topologies) will allow to obtain an adaptive radiation pattern, trending to a smart antenna.

ACKNOWLEDGMENT

This work has been supported by the Spanish Government, Ref. TEC2010-17795.

REFERENCES

- [1] Simmons, A.: 'Circularly polarized slot radiators,' IEEE Trans. on Antennas and Propag., Jan. 1957, 5, pp. 31-36.
- [2] Hirokawa J., Ando M., Goto Naohisa: 'Waveguide-fed parallel plate slot array antenna,' IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Feb. 1992, 40, (2), pp. 218-223.
- [3] Sakakibara K., Kimura Y., Akiyama A., Hirokawa J., Ando M., Goto N.: 'Alternating phase-fed waveguide slot arrays with a single-layer multiple-way power divider,' Proc. Enst. Eng. Microw. Antennas Propag., Dec. 1997, 144, (6), pp. 425-430.
- [4] Akiyama A., Yamamoto T., Hirokawa J., Ando M., Takeda E., Arai Y.: "High gain radial line slot antennas for millimetre wave applications," Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings, Apr. 2000, 147, (2), pp.134-138.
- [5] Montisci G., Musa M., Mazzarella G.: 'Waveguide slot antennas for circularly polarized radiated field,' IEEE Trans. on Antennas and Propag., Feb. 2004, 52, (2), pp. 619-623.
- [6] Sekretarov, S. S., Vavriv, D. M.: 'A wideband slotted waveguide antenna array for SAR systems,' Progress In Electromagnetics Research M, 2010, 11, pp. 165-176.

- [7] Masa-Campos J. L., Klinger S., Sierra-Pérez M.: 'Parallel plate patch antenna with internal rectangular coupling patches and TEN₀ mode excitation,' IEEE Trans. on Antennas and Propag., Jul 2009, 57, (7), pp. 2185-2189.
- [8] Nakano H., Takeda H., Kitamura Y., Mimaki H., Yamauchi J.: 'Low-profile helical array antenna fed from a radial waveguide,' IEEE Trans. Antennas Propag., 1992, 40, (3), pp. 279-284.
- [9] Nakano H., Okuzama S., Ohishi K., Mimaki H., Yamauchi J.: 'A curl antenna,' IEEE Trans. Antennas Propag., 1993, 41, (11), pp. 1570-575.
- [10] Haneishi M., Saito S.: 'Radiation properties of microstrip array antenna fed by radial line,' Antennas Propag. Society Int. Symp. Digest, 1991, pp. 588-591.
- [11] Shavit R., Pazin L., Israeli Y., Sigalov M., Leviatan Y.: 'Dual frequency and dual circular polarization microstrip nonresonant array pin-fed from a radial line,' IEEE Trans. on Antennas and Propag., Dec. 2005, 53, (12), pp. 3897-3905.
- [12] Masa-Campos J. L., Sierra-Pérez M.: 'Linearly Polarized Radial Line Patch Antenna with Internal Rectangular Coupling Patches,' IEEE Trans. on Antennas and Propag., Aug. 2011, 59, (8), 3049-3052.
- [13] Padilla P., Muñoz-Acevedo A., Sierra-Castaner M., Sierra-Pérez M.: 'Electronically reconfigurable transmitarray at Ku band for microwave applications,' IEEE Trans. on Antennas and Propag., Aug. 2010, 58, (8), pp. 2571-2579.
- [14] Carrasco E., Barba M., Reig B., Dieppedale C., Encinar J. A.: 'Characterization of a Reflectarray Gathered Element With Electronic Control Using Ohmic RF MEMS and Patches Aperture-Coupled to a Delay Line,' IEEE Trans. on Antennas and Propag., Sept. 2012, 60, (9), pp. 4190-4201.
- [15] Weily, A.R., Bird, T.S., Guo, Y.J.: 'A Reconfigurable High-Gain Partially Reflecting Surface Antenna,' IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Nov. 2008, 56, (11), pp. 3382-3390.
- [16] García-Valverde D., Masa-Campos J. L., Sánchez-Olivares P., Taha-Ahmed B., Córcoles J.: 'Linear patch array over substrate integrated waveguide for Ku band,' IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Jan. 2013, 12, pp. 257-260.
- [17] Balanis C. A.: 'Advanced Engineering Electromagnetics,' John Wiley & Sons, 1989, pp. 394-414.
- [18] Masa-Campos J. L. and Sierra-Pérez M.: 'Radial-line planar antenna with microstrip-feed coupling lines,' Microwave and Optical Technology Letters, Aug. 2005, 46, (4), pp. 305-311.

- [19] Sanchez Olivares P., Masa-Campos J. L., Ruiz-Cruz J. A., and Taha-Ahmed B.: 'SIW 2D planar array with four cross slots radiator and tuning vias,' Progress In Electromagnetics Research C, 2013, 40, pp. 83-92.
- [20] Chen P., Hong W., Kuai Z., and Xu J.: 'A substrate integrated waveguide circularly polarized slot radiator and its linear array,' IEEE Antennas and Wireless Propag. Letters, 2009, 8, pp. 120-123.



Presupuesto

1) Ejecución Material

▪ Compra de ordenador personal (Software incluido)	2.000 €
▪ Alquiler de impresora láser durante 6 meses	50 €
▪ Material de oficina	150 €
▪ Material fabricación de prototipos	
• Conectores SMA	330 €
• Transiciones SMA	120 €
• Sustrato de circuitos impresos	425 €
• Piezas metálicas a medida	410 €
▪ Alquiler máquina fresadora durante 1 mes	4.500 €
▪ Medidas con el analizador de redes durante 15 h	900 €
▪ Medidas en cámara anecoica durante 8 h	1.000 €

Total de ejecución material	9.885 €
-----------------------------	---------

2) Gastos generales

▪ 16 % sobre Ejecución Material	1.581,6 €
---------------------------------	-----------

3) Beneficio Industrial

▪ 6 % sobre Ejecución Material	593,1 €
--------------------------------	---------

4) Honorarios Proyecto

▪ 2000 horas a 15 €/ hora	30.000 €
---------------------------	----------

5) Material fungible

▪ Gastos de impresión	200 €
▪ Encuadernación	10 €

6) Subtotal del presupuesto

▪ Subtotal Presupuesto	42.269,7 €
------------------------	------------

7) I.V.A. aplicable

▪ 21 % Subtotal Presupuesto	8.876,64 €
-----------------------------	------------

8) Total presupuesto

▪ Total Presupuesto	51.146,34 €
---------------------	-------------

Madrid, Julio 2013

El Ingeniero Jefe de Proyecto

Fdo.: Sergio Casas Olmedo

Ingeniero Superior de Telecomunicación



Pliego de condiciones

PLIEGO DE CONDICIONES

Este documento contiene las condiciones legales que guiarán la realización, en este proyecto, de un *Diseño de un array lineal de parches sobre guía rectangular para banda Ku*. En lo que sigue, se supondrá que el proyecto ha sido encargado por una empresa cliente a una empresa consultora con la finalidad de realizar dicho sistema. Dicha empresa ha debido desarrollar una línea de investigación con objeto de elaborar el proyecto. Esta línea de investigación, junto con el posterior desarrollo de los programas está amparada por las condiciones particulares del siguiente pliego.

Supuesto que la utilización industrial de los métodos recogidos en el presente proyecto ha sido decidida por parte de la empresa cliente o de otras, la obra a realizar se regulará por las siguientes:

Condiciones generales.

1. La modalidad de contratación será el concurso. La adjudicación se hará, por tanto, a la proposición más favorable sin atender exclusivamente al valor económico, dependiendo de las mayores garantías ofrecidas. La empresa que somete el proyecto a concurso se reserva el derecho a declararlo desierto.
2. El montaje y mecanización completa de los equipos que intervengan será realizado totalmente por la empresa licitadora.
3. En la oferta, se hará constar el precio total por el que se compromete a realizar la obra y el tanto por ciento de baja que supone este precio en relación con un importe límite si este se hubiera fijado.
4. La obra se realizará bajo la dirección técnica de un Ingeniero Superior de Telecomunicación, auxiliado por el número de Ingenieros Técnicos y Programadores que se estime preciso para el desarrollo de la misma.
5. Aparte del Ingeniero Director, el contratista tendrá derecho a contratar al resto del personal, pudiendo ceder esta prerrogativa a favor del Ingeniero Director, quien no estará obligado a aceptarla.
6. El contratista tiene derecho a sacar copias a su costa de los planos, pliego de condiciones y presupuestos. El Ingeniero autor del proyecto autorizará con su firma las copias solicitadas por el contratista después de confrontarlas.
7. Se abonará al contratista la obra que realmente ejecute con sujeción al proyecto que sirvió de base para la contratación, a las modificaciones autorizadas por la superioridad o a las órdenes que con arreglo a sus facultades le hayan comunicado por escrito al Ingeniero Director de obras siempre que dicha obra se haya ajustado a los preceptos de los pliegos de condiciones, con arreglo a los cuales, se harán las modificaciones y la valoración de las diversas unidades sin que el importe total pueda exceder de los presupuestos aprobados. Por consiguiente, el número de unidades que se consignan en el proyecto o en el presupuesto, no podrá servirle de fundamento para entablar reclamaciones de ninguna clase, salvo en los casos de rescisión.
8. Tanto en las certificaciones de obras como en la liquidación final, se abonarán los trabajos realizados por el contratista a los precios de ejecución material que figuran en el presupuesto para cada unidad de la obra.

9. Si excepcionalmente se hubiera ejecutado algún trabajo que no se ajustase a las condiciones de la contrata pero que sin embargo es admisible a juicio del Ingeniero Director de obras, se dará conocimiento a la Dirección, proponiendo a la vez la rebaja de precios que el Ingeniero estime justa y si la Dirección resolviera aceptar la obra, quedará el contratista obligado a conformarse con la rebaja acordada.
10. Cuando se juzgue necesario emplear materiales o ejecutar obras que no figuren en el presupuesto de la contrata, se evaluará su importe a los precios asignados a otras obras o materiales análogos si los hubiere y cuando no, se discutirán entre el Ingeniero Director y el contratista, sometiéndolos a la aprobación de la Dirección. Los nuevos precios convenidos por uno u otro procedimiento, se sujetarán siempre al establecido en el punto anterior.
11. Cuando el contratista, con autorización del Ingeniero Director de obras, emplee materiales de calidad más elevada o de mayores dimensiones de lo estipulado en el proyecto, o sustituya una clase de fabricación por otra que tenga asignado mayor precio o ejecute con mayores dimensiones cualquier otra parte de las obras, o en general, introduzca en ellas cualquier modificación que sea beneficiosa a juicio del Ingeniero Director de obras, no tendrá derecho sin embargo, sino a lo que le correspondería si hubiera realizado la obra con estricta sujeción a lo proyectado y contratado.
12. Las cantidades calculadas para obras accesorias, aunque figuren por partida alzada en el presupuesto final (general), no serán abonadas sino a los precios de la contrata, según las condiciones de la misma y los proyectos particulares que para ellas se formen, o en su defecto, por lo que resulte de su medición final.
13. El contratista queda obligado a abonar al Ingeniero autor del proyecto y director de obras así como a los Ingenieros Técnicos, el importe de sus respectivos honorarios facultativos por formación del proyecto, dirección técnica y administración en su caso, con arreglo a las tarifas y honorarios vigentes.
14. Concluida la ejecución de la obra, será reconocida por el Ingeniero Director que a tal efecto designe la empresa.
15. La garantía definitiva será del 4
16. La forma de pago será por certificaciones mensuales de la obra ejecutada, de acuerdo con los precios del presupuesto, deducida la baja si la hubiera.
17. La fecha de comienzo de las obras será a partir de los 15 días naturales del replanteo oficial de las mismas y la definitiva, al año de haber ejecutado la provisional, procediéndose si no existe reclamación alguna, a la reclamación de la fianza.
18. Si el contratista al efectuar el replanteo, observase algún error en el proyecto, deberá comunicarlo en el plazo de quince días al Ingeniero Director de obras, pues transcurrido ese plazo será responsable de la exactitud del proyecto.
19. El contratista está obligado a designar una persona responsable que se entenderá con el Ingeniero Director de obras, o con el delegado que éste designe, para todo relacionado con ella. Al ser el Ingeniero Director de obras el que interpreta el proyecto, el contratista deberá consultarle cualquier duda que surja en su realización.

20. Durante la realización de la obra, se girarán visitas de inspección por personal facultativo de la empresa cliente, para hacer las comprobaciones que se crean oportunas. Es obligación del contratista, la conservación de la obra ya ejecutada hasta la recepción de la misma, por lo que el deterioro parcial o total de ella, aunque sea por agentes atmosféricos u otras causas, deberá ser reparado o reconstruido por su cuenta.
21. El contratista, deberá realizar la obra en el plazo mencionado a partir de la fecha del contrato, incurriendo en multa, por retraso de la ejecución siempre que éste no sea debido a causas de fuerza mayor. A la terminación de la obra, se hará una recepción provisional previo reconocimiento y examen por la dirección técnica, el depositario de efectos, el interventor y el jefe de servicio o un representante, estampando su conformidad el contratista.
22. Hecha la recepción provisional, se certificará al contratista el resto de la obra, reservándose la administración el importe de los gastos de conservación de la misma hasta su recepción definitiva y la fianza durante el tiempo señalado como plazo de garantía. La recepción definitiva se hará en las mismas condiciones que la provisional, extendiéndose el acta correspondiente. El Director Técnico propondrá a la Junta Económica la devolución de la fianza al contratista de acuerdo con las condiciones económicas legales establecidas.
23. Las tarifas para la determinación de honorarios, reguladas por orden de la Presidencia del Gobierno el 19 de Octubre de 1961, se aplicarán sobre el denominado en la actualidad "Presupuesto de Ejecución de Contrataz anteriormente llamado "Presupuesto de Ejecución Material" que hoy designa otro concepto.

Condiciones particulares.

La empresa consultora, que ha desarrollado el presente proyecto, lo entregará a la empresa cliente bajo las condiciones generales ya formuladas, debiendo añadirse las siguientes condiciones particulares:

1. La propiedad intelectual de los procesos descritos y analizados en el presente trabajo, pertenece por entero a la empresa consultora representada por el Ingeniero Director del Proyecto.
2. La empresa consultora se reserva el derecho a la utilización total o parcial de los resultados de la investigación realizada para desarrollar el siguiente proyecto, bien para su publicación o bien para su uso en trabajos o proyectos posteriores, para la misma empresa cliente o para otra.
3. Cualquier tipo de reproducción aparte de las reseñadas en las condiciones generales, bien sea para uso particular de la empresa cliente, o para cualquier otra aplicación, contará con autorización expresa y por escrito del Ingeniero Director del Proyecto, que actuará en representación de la empresa consultora.
4. En la autorización se ha de hacer constar la aplicación a que se destinan sus reproducciones así como su cantidad.
5. En todas las reproducciones se indicará su procedencia, explicitando el nombre del proyecto, nombre del Ingeniero Director y de la empresa consultora.

6. Si el proyecto pasa la etapa de desarrollo, cualquier modificación que se realice sobre él, deberá ser notificada al Ingeniero Director del Proyecto y a criterio de éste, la empresa consultora decidirá aceptar o no la modificación propuesta.
7. Si la modificación se acepta, la empresa consultora se hará responsable al mismo nivel que el proyecto inicial del que resulta el añadirla.
8. Si la modificación no es aceptada, por el contrario, la empresa consultora declinará toda responsabilidad que se derive de la aplicación o influencia de la misma.
9. Si la empresa cliente decide desarrollar industrialmente uno o varios productos en los que resulte parcial o totalmente aplicable el estudio de este proyecto, deberá comunicarlo a la empresa consultora.
10. La empresa consultora no se responsabiliza de los efectos laterales que se puedan producir en el momento en que se utilice la herramienta objeto del presente proyecto para la realización de otras aplicaciones.
11. La empresa consultora tendrá prioridad respecto a otras en la elaboración de los proyectos auxiliares que fuese necesario desarrollar para dicha aplicación industrial, siempre que no haga explícita renuncia a este hecho. En este caso, deberá autorizar expresamente los proyectos presentados por otros.
12. El Ingeniero Director del presente proyecto, será el responsable de la dirección de la aplicación industrial siempre que la empresa consultora lo estime oportuno. En caso contrario, la persona designada deberá contar con la autorización del mismo, quien delegará en él las responsabilidades que ostente.